

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-103326

(43) 公開日 平成11年(1999) 4月13日

(51) Int.Cl.⁶

H 0 4 L 27/22
7/00
27/227

識別記号

F I

H 0 4 L 27/22
7/00
27/22

C
F
B

審査請求 未請求 請求項の数13 O L (全 30 頁)

(21) 出願番号

特願平9-261392

(22) 出願日

平成9年(1997) 9月26日

(71) 出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72) 発明者 藤村 明憲

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三
菱電機株式会社内

(72) 発明者 大久保 政二

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三
菱電機株式会社内

(72) 発明者 三宅 真

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三
菱電機株式会社内

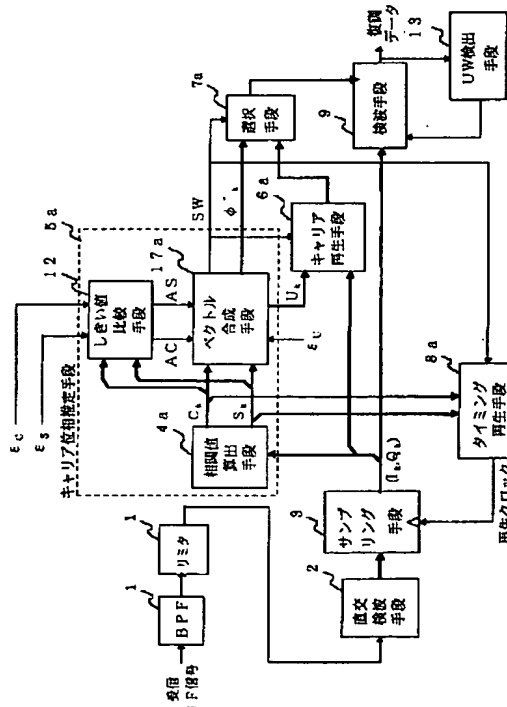
(74) 代理人 弁理士 宮田 金雄 (外2名)

(54) 【発明の名称】 復調器

(57) 【要約】

【課題】 回路規模が小さくプリアンプルが短くても位相推定精度が高い復調器を得る。

【解決手段】 一定振幅に振幅制限された、入力信号のベースバンド複素信号を積算して所定値以上の信号のみを用いて相関計算するか、または相関計算結果で所定値以上の相関信号で入力信号のキャリア位相を推定し、推定したキャリアの相関信号を出力するキャリア位相推定手段と、ベースバンド複素信号でキャリア再生を行ってキャリア位相を推定出力するキャリア再生手段と、キャリア位相推定手段出力のキャリア位相推定信号を用いてデータ検出用のタイミングを生成するか、または帰還型の位相制御により装置のタイミングを得るタイミング再生手段とを備えた。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 一定振幅に振幅制限された入力信号を直交検波して復調する構成において、

上記入力信号のベースバンド複素信号を積算して所定値以上の信号のみを用いて相関計算するか、または相関計算結果で所定値以上の相関信号で入力信号のキャリア位相を推定し、推定したキャリアの相関信号を出力するキャリア位相推定手段と、

上記ベースバンド複素信号でキャリア再生を行ってキャリア位相を推定出力するキャリア再生手段と、

上記キャリア位相推定手段出力のキャリア位相推定信号を用いてデータ検出用のタイミングを生成するか、または帰還型の位相制御により装置のタイミングを得るタイミング再生手段とを備え、上記キャリア位相推定手段出力か上記キャリア再生手段出力かのいずれかの出力の位相と、上記タイミング再生手段によるタイミングとにより最終検波出力を得ることを特徴とする復調器。

【請求項 2】 キャリア位相推定手段は、入力信号のベースバンド複素信号を設定時間幅以上にわたって相関計算して積算して相関信号を得る相関値算出手段と、

上記相関値算出手段出力の各相関信号がそれぞれ所定のしきい値を超えるかを調べるしきい値比較手段と、

上記しきい値比較手段が調べてしきい値を超えた相関信号からベクトルを得て合成相関信号として出力し、上記合成相関信号が示すベクトル角をキャリア位相として推定出力するベクトル合成手段とで構成されることを特徴とする請求項 1 記載の復調器。

【請求項 3】 キャリア位相推定手段は、しきい値比較手段とベクトル合成手段とに代えて、

相関値算出手段出力の直交相関信号と同相相関信号とを比較してベクトルの大きい方を合成相関信号として出力し、上記合成相関信号が示すベクトル角をキャリア位相として推定出力するベクトル長比較選択手段を用いたことを特徴とする請求項 2 記載の復調器。

【請求項 4】 キャリア位相推定手段は、入力信号のベースバンド複素信号を設定時間幅以上にわたって相関計算して積算して相関信号を得る相関値算出手段と、

上記相関値算出手段出力である直交及び同相相関信号のベクトルの差分値から重み付け値を求める重み付け値算出手段と、

上記求められた重み付け値を用いて積算した上記直交及び同相相関信号からベクトルを得て合成相関信号として出力し、上記合成相関信号が示すベクトル角をキャリア位相として推定出力するベクトル合成手段とで構成されることを特徴とする請求項 1 記載の復調器。

【請求項 5】 キャリア位相推定手段は、タイミング位相の同期か非同期かを再生タイミング信号の位相を検出して判定し、同期時にタイミング同期信号

を出力するタイミング位相同期検出手段と、

入力信号のベースバンド複素信号を設定時間幅以上にわたって上記タイミング位相同期信号で相関計算して平均化して相関信号を得る相関値算出手段と、

上記相関値算出手段が算出した相関信号のうちでベクトル長が長い相関信号を選択出力する比較選択手段とで構成され、上記選択後の相関信号を出力し、該相関信号が示すベクトル角をキャリア位相として推定出力するようにし、

10 タイミング再生手段は、入力信号の直交検波出力が最大となるよう帰還制御してタイミング同期後のシンボルレートのクロックを得る構成としたことを特徴とする請求項 1 記載の復調器。

【請求項 6】 タイミング位相同期検出手段は、再生クロックの立ち上がりとナイキスト点とのタイミング位相検出信号の絶対値平均に基づいて重み付け値を出力し、相関値算出手段は、上記重み付けした値で相関計算して積算して相関信号を得る相関値算出手段としたことを特徴とする請求項 5 記載の復調器。

20 【請求項 7】 キャリア位相推定手段は、自身が最終出力する合成相関信号のベクトル長が所定のしきい値以上になると位相が合致したとして位相推定完了信号を出すようにしたことを特徴とする請求項 1 記載の復調器。

【請求項 8】 キャリア位相推定手段は、入力信号のベースバンド複素信号をシンボルレートの 2 倍のクロックでオーバーサンプリングし、

キャリア再生手段は、上記オーバーサンプリングされたベースバンド複素信号を用いて 4 通倍法または逆変調法によりキャリア再生して位相推定を行い、上記キャリア位相推定手段からの位相推定完了を受けて上記キャリア位相推定手段出力の相関信号による位相を初期値として最終検波用の位相に用いるようにしたことを特徴とする請求項 1 記載の復調器。

【請求項 9】 タイミング再生手段は、入力信号のベースバンド複素信号を積算し相関計算で得られる直交相関信号と同相相関信号とを用いて再生クロックとナイキスト点とのタイミング位相差を推定し、位相推定完了信号により上記推定したタイミング位相差を打ち消す位相制御を行うようにした特徴とする請求項 1 記載の復調器。

40 【請求項 10】 タイミング再生手段は、入力信号の相関複素信号を所定の論理でそのまままたは 0 に変換するデータ変換手段と、上記変換された後の相関複素信号の絶対値から最大の絶対値を得る最大絶対値検出手段と、上記得られた最大絶対値に対応するタイミング位相を求めるタイミング位相算出手段とを備え、位相推定完了信号により上記算出したタイミング位相を再生クロック位相手段に出力してタイミング位相差を打ち消す位相制御を行うようにした特徴とする請求項 1 記載の復調器。

【請求項 11】 タイミング再生手段は、入力信号のベースバンド複素信号からタイミング位相の進み／遅れを

3

検出して位相検出信号を得る位相検出手段と、上記得た位相検出信号を平均化してその平均値から位相制御信号を得る平均化手段と、上記得た位相制御信号でタイミング位相制御を行う位相制御手段を備えて、装置のタイミングを行う再生クロックを得るようにしたことを特徴とする請求項 1 記載の復調器。

【請求項 1 2】 キャリア位相推定手段が位相推定完了信号を出力すると上記キャリア位相推定手段が出力するキャリア位相推定値を選択出力し、それ以外ではキャリア再生手段が出力するキャリア位相を選択して最終検波用に出力する選択手段を備えたことを特徴とする請求項 1 記載の復調器。

【請求項 1 3】 最終検波出力して得られる復調データと、所定のワードパターンとの相関検出をしてユニークワードを検出するユニークワード検出手段を備えて、最終検波出力は、上記検出されたユニークワードにより最終検波出力した結果を補正するようにしたことを特徴とする請求項 1 記載の復調器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】この発明は、ディジタル無線通信システムにおける“0π”変調信号によりキャリア位相を推定する復調器に関するものである。

【0002】

【従来の技術】従来の“0π”変調信号によりキャリア位相を推定する回路として、例えば公開特許公報、特開平 2-44947 号記載の「信号検出器」や、特開平 8-46658 号記載の「バースト信号復調回路」に記載されている回路がある。この従来回路は、キャリア位相推定、およびクロック再生に共通のプリアンプルとして、“0π”変調信号の振幅情報を用いるバースト信号復調回路である。“0π”変調信号は、例えば、1001、0110、1100、または 0011 の繰り返しで

$$CI = \left(\sum_{k=0}^{2N_s-1} I_k \times \cos(\omega_s/2) \times (kT/2) \right) / N_s \quad (1)$$

$$CQ = \left(\sum_{k=0}^{2N_s-1} Q_k \times \cos(\omega_s/2) \times (kT/2) \right) / N_s \quad (2)$$

$$SI = \left(\sum_{k=0}^{2N_s-1} I_k \times \sin(\omega_s/2) \times (kT/2) \right) / N_s \quad (3)$$

$$SQ = \left(\sum_{k=0}^{2N_s-1} Q_k \times \sin(\omega_s/2) \times (kT/2) \right) / N_s \quad (4)$$

【0005】上記各式において、 $\cos(\omega_s/2) \times (kT/2) = 1, 0, -1, 0, \dots$ 、また $\sin(\omega_s/2) \times (kT/2) = 0, 1, 0, -1, \dots$ である

4

ータを QPSK 変調した信号である。以下、図を用いて従来の技術を説明する。図 22 に、上述のキャリア位相推定手段を含んだ、従来の復調器を示す。図において、1 はバンドパスフィルタ、2 は直交検波手段、3 はサンプリング手段、4 は相関値算出手段、5 はキャリア位相推定手段、6 はキャリア再生手段、7 は選択手段、8 はタイミング再生手段、9 は検波手段、10 は自動利得制御 (AGC) 手段、17 はベクトル合成手段である。

【0003】はじめに第 1 の従来のバースト信号復調器の動作を、図 22 を用いて説明する。この第 1 の従来例では、 N_s [シンボル] の“0π”変調信号がバーストの先頭部分にある、QPSK 変調されたバースト信号を受信する。受信 IF 信号は、バンドパスフィルタ 1 を通過した後、直交検波手段 2 に入力される。直交検波手段 2 によって、受信 IF 信号は受信ベースバンド複素信号に変換される。サンプリング手段 3 は、AD 変換器で構成され、受信した入力信号のベースバンド複素信号をシンボルレートの 2 倍でオーバーサンプリングする。オーバーサンプリングされた受信ベースバンド複素信号の同相成分を I_k 、直交成分を Q_k (但し、 $k=0, 1, 2, 3$) とすると、相関値算出手段 4 は以下の式 (1) ~ (4) により、受信ベースバンド複素信号と“0π”変調信号との相関信号 C、及び相関信号 S を求める。つまり受信したバーストの先頭部分であるプリアンプル部分の N_s [シンボル] の相関信号を求める。各式において、CI は相関信号 C の同相成分、CQ は相関信号 C の直交成分、SI は相関信号 S の同相成分、SQ は相関信号 S の直交成分を意味する。また N_s は、“0π”変調信号の長さ (単位は [シンボル])、 ω_s はシンボル角周波数 ($= 2\pi f_s$ 、但し f_s ; シンボル周波数)、T はシンボル周期である。

【0004】

【数 1】

ので、上記 (1) ~ (4) の計算は容易である。

【0006】図 23 に、位相平面上における“0π”変調信号の一例を示す。 ϕ はキャリア位相である。信号点

は、“○”で示した2つのナイキスト点a, b間を交互に往復する。また図23(a)に、この時の信号の時間軸上の動作を、同相成分、直交成分について示す。実線の波形が同相成分(I(t))、点線の波形が直交成分(Q(t))である。また縦軸で示した太実線が、2倍オーバーサンプルされた同相成分データ I_k を、縦軸で示した太点線が、2倍オーバーサンプルされた直交成分データ Q_k を示している。図23(a)において、

“○”印はナイキスト点であり、真のナイキスト点と実サンプルされた I_k 、 Q_k 点とのタイミング位相差 $\Delta\theta$ はナイキスト点“a”と、 $\cos(\omega_s/2)t$ とのタイミング位相差である。即ち、タイミング位相差 $\Delta\theta$ は、“ 0π ”変調信号に含まれる2シンボル周期の信号と、受信側の2シンボル周期のクロックとの位相差である。よって、ナイキスト点とのタイミング位相差は、 $2 \times \text{mod}(\Delta\theta, \pi)$ [ラジアン]となる。この場合、

【0007】ベクトル合成手段17では、関連信号C及び関連信号Sから、図23で示したキャリア位相 ϕ を推定する。そのためには、まずベクトル合成手段17が、初めに関連信号Cと、関連信号Sのベクトル長を比較し、長い方の関連信号が示すベクトル方向に、短い方の関連信号ベクトルを方向を合わせて合成する。合成された関連信号Uは、以下の式で求まる。但し、UIは関連信号Uの同相成分、UQは関連信号Uの直交成分であ

$$\begin{aligned} & \cdot |CI| \text{ が最大値の場合} \\ X\theta &= CI + \text{sign}[CI] \cdot |CQ| \\ Y\theta &= SI + \text{sign}[CI \cdot CQ] \cdot |SQ| \quad (7a) \\ & \cdot |CQ| \text{ が最大値の場合} \\ X\theta &= CQ + \text{sign}[CQ] \cdot |CI| \\ Y\theta &= SQ + \text{sign}[CI \cdot CQ] \cdot |SI| \quad (7b) \\ & \cdot |SI| \text{ が最大値の場合} \\ X\theta &= CI + \text{sign}[SI \cdot SQ] \cdot |CQ| \\ Y\theta &= SI + \text{sign}[SI] \cdot |SQ| \quad (7c) \\ & \cdot |SQ| \text{ が最大値の場合} \\ X\theta &= CQ + \text{sign}[SI \cdot SQ] \cdot |CQ| \\ Y\theta &= SQ + \text{sign}[SQ] \cdot |SI| \quad (7d) \end{aligned}$$

本従来例では、関連信号C、Sが算出される N_s [シンボル]間において、タイミング位相差 $\Delta\theta$ は、一定であることが望ましい。仮に $\Delta\theta$ が変化すると、式(1)～(4)に入力される I_k 、 Q_k の値が、 $\Delta\theta$ に応じて変動するため、 $\Delta\theta$ が一定である場合と比較して、キャリア位相推定精度は大きく劣化する。よって本従来例におけるキャリア再生手段6に、 $\Delta\theta$ を徐々に0[deg]に位相制御する、フィードバック型のタイミング再生方式を組み合わせることは望ましくない。

【0010】キャリア再生手段6は、キャリア位相推定手段5から ϕ^* が算出されたら、切替え信号によって関連信号Uを初期値として、動作を開始する。キャリア再

る。

[関連信号Cのベクトル長 \geq 関連信号Sのベクトル長の場合]

$$\cdot UI = CI + \text{sign}[CI] \times |SI| \quad (5a)$$

$$\cdot UQ = CQ + \text{sign}[CQ] \times |SQ| \quad (5b)$$

[関連信号Cのベクトル長<関連信号Sのベクトル長の場合]

$$\cdot UI = SI + \text{sign}[SI] \times |CI| \quad (6a)$$

$$\cdot UQ = SQ + \text{sign}[SQ] \times |CQ| \quad (6b)$$

【0008】図23(b)の例では、関連信号Cのベクトル長が関連信号Sより長いため、上記式(5a)、(5b)から、関連信号Uは図25に示す値となる。ここで、関連信号Uの示すベクトル角 ϕ^* が、キャリア推定位相角として出力される。タイミング再生手段9は、関連信号Cと関連信号Sから、タイミング位相差 $\Delta\theta$ を算出する。タイミング再生手段9は、関連信号Cと関連信号Sが算出されたら、 $|CI|$ 、 $|CQ|$ 、 $|SI|$ 、 $|SQ|$ の内の最大値に応じて、以下の式(7a)～(7d)からタイミング位相推定信号 $V(X\theta, Y\theta)$ を求め、そのベクトル角 $\tan^{-1}(Y\theta/X\theta)$ から $\Delta\theta$ を算出する。よってタイミング再生手段9は、関連信号C、Sが算出される N_s [シンボル]間は、クロック位相制御を行わず、あるタイミング位相を保つ。そして $\Delta\theta$ 算出後は、 $\Delta\theta$ からタイミング位相差を打ち消す位相制御を再生クロックに対して行う。

【0009】

生手段6は、例えばAndrew J. Viterbi, Audrey M. Viterbi, “Nonlinear Estimation of PSK-Modulated Carrier Phase with Application to Burst Digital Transmission” IEE E Transaction on Information Theory, vol. It-29, no. 4, pp543-pp551, July, 1983に記載されているものがある。以下、上記文献のキャリア再生手段6を、ビタビ&ビタビ回路と称する。図26に、本実施の形態におけるキャリア再生手段6(ビタ

ピ&ピタビ回路)の構成を示す。図26において、601は4通倍手段、602は同相成分平均化手段、603は直交成分平均化手段、604は極座標変換手段、605は位相除算手段である。

【0011】4通倍手段601は、ベースバンド信号(I_k, Q_k)を4通倍し、4通後の同相成分データと、4通倍後の直交成分データを出力する。ベースバンド信号(I_k, Q_k)が示す位相を、 $\phi B = \tan^{-1}(Q_k / I_k)$ とすると、4通倍後の同相成分データ IM_k は、 $\cos(\text{mod} \times \phi B, 2\pi)$ 、4通倍後の直交成分データ QM_k は、 $\sin(\text{mod} (4 \times \phi B, 2\pi))$ で表わされる。同相成分平均化手段602は、ナイキスト点データである $k=0, 2, 4, \dots$ の IM_k を平均化する。また直交成分平均化手段603は、ナイキスト点データである $k=0, 2, 4, \dots$ の QM_k を平均化する。各平均化手段602, 603は、例えば無限インパルス応答型フィルタで構成できる。極座標変換手段604は、 IM_k を平均化した信号と、 QM_k を平均化した号を極座標変換し、位相除算手段605は、極座標変換手段604から出力される極座標変換後の位相データを、“4”で除算して、その結果をキャリア位相として出力する。

【0012】図27に切替え信号と、受信バースト信号のタイミングチャートを示す。前記相関値算出手段4は、バースト信号内の“0 π ”変調信号を入力とし、図27に示される切替え信号の立ち上がり位置から、 N_s シンボル間、つまりバースト先頭の“0 π ”変調信号の相関算出動作をする。またキャリア再生手段6は、バースト信号内のデータ部を入力とし、図27に示される切替え信号の立ち下がり位置からデータ部のキャリア再生動作をする。この時、切替え信号の立ち下がり位置で、キャリア再生手段6に相関信号 U_k の情報を、初期値としてロードする。ところで、上記キャリア再生方式は、4通倍法に基づくため、出力であるキャリア位相は、0 $\sim\pi/2$ [ラジアン] の範囲となるのに対し、相関信号 U_k の示すベクトル角は、0 $\sim 2\pi$ [ラジアン] の範囲となる。そのため、相関信号(UI_k, UQ_k)も4通倍手段601aにおいて、4通倍手段601と同じ値で4通倍し、切替え信号が立ち下がったら、4通倍後の相関信号 UI_k を同相成分平均化手段602に、信号 UQ_k を直交成分平均化手段603に、それぞれ初期値としてロードする。よって選択手段7は、切替え信号が論理“1”つまり“0 π ”変調信号である場合は、キャリア位相推定手段5から出力されるキャリア位相を、論理“0”つまりデータ部の場合は、キャリア再生手段6から出力されるキャリア位相をそれぞれ選択して出力する。

【0013】この切替え信号の論理が切り替わるタイミングは、フレームタイミング情報から得る。よって、フレームタイミング同期が外れたり、フレームタイミング

同期が困難な場合だと、切替え信号の切替えタイミングもずれてしまう。この場合、上述した従来方式は切替えタイミングのずれによって誤動作する。フレームタイミング同期が外れる現象は、例えば受信信号が数十バーストにわたって長時間瞬断された場合に生じる。また、フレームタイミングが困難となる現象は、建物等による反射や、通信距離によって生じる伝播遅延時間が、シンボル周期の数倍から十数倍になり得る場合に生じる。この現象は、特に高い伝送速度でデータを送受する高速無線伝送TDMAシステムで生じ、バースト信号受信毎に、シンボル周期の数倍から十数倍で、ランダムにフレームタイミングが揺らぐため、“0 π ”変調信号の位置を特定することが困難となる。

【0014】検波手段9は、選択手段7から出力されるキャリア位相を用いて、サンプリング手段3からシンボルレートの2倍で出力されるベースバンド信号 I_k, Q_k を同期検波し、検波後の判定されたデータを、復調データとして出力する。また自動利得制御手段10は、受信ベースバンド複素信号から受信レベルを算出し、バースト的に到来する受信信号のレベル変動を、復調器が動作できる範囲まで抑える利得制御を行なう。

【0015】これに対して、リミタ増幅器をバンドパスフィルタ1と、直交検波手段2の間に設けて、一定振幅に増幅された(振幅制限された)信号を用いる復調器構成も考えられる。以下、リミタ増幅器を用いた第2の従来例である復調器の構成を示す図であり、図において11はリミタ増幅器である。その他の要素は図18の対応する番号の要素と同じものである。バンドパスフィルタ1を通過した受信IF信号は、リミタ増幅器11により振幅制限された受信IF信号に変換されて、直交検波手段2に入力される。それ以降の処理は、図18と同様である。この場合、自動利得制御手段10が不要となる。

【0016】次に上記構成の回路の動作を説明する。図29は、振幅制限された“0 π ”変調信号波形の一例である。図23と比較して判るように振幅制限されているため、同相成分の波形、及び直交成分の波形は、共に矩形となる。この時、ナイキスト点から $T/2$ シンボルの時間(以降、 $T/2$ シンボル点と称する)における信号点は、図22からも明らかなように位相平面上で原点のところであり、振幅値は“0”である。よって、ガウス雑音伝送路で受信された“0 π ”変調信号の $T/2$ シンボル点には、雑音成分だけが存在する。この時、“0 π ”変調信号に対して振幅制限を施すと、 $T/2$ シンボル点における雑音成分も一定の振幅に増幅されるため、上記従来方式で $T/2$ シンボル点近傍をサンプリングした場合、即ちタイミング位相差 $\Delta\theta$ が {0, $\pi/2$, π , $3\pi/2$ } のいずれかの近い値をとる場合、本来は振幅が0に近いはずなのに雑音成分が増幅されてサンプリングされるため、キャリア位相推定精度は、振幅制限

を施さなかった場合と比較して劣化する。

【0017】このことを説明するため、一例として、 $\Delta\theta = 0$ 時の関連信号 C、S、U を、図 30 (a)、図 30 (b) に示す。図 30 が振幅制限を施さなかった場合の各関連信号、図 30 (b) が振幅制限を施した場合の各関連信号であり、点線で描かれた円の半径は、各ベクトルの雑音による分散を示したものである。いずれも、関連信号 S のベクトル長は“0”となり、原点に位置するが、増幅されサンプリングされた雑音成分の分散は、振幅制限を施した場合の方が大きくなる。よって、図 30 (a)、図 30 (b) に示すように、関連信号 S と C を合成する関連信号 U の分散も、振幅制限を施した場合の方が大きくなり、この関連信号 U に基づいて行うキャリア位相 ϕ の推定精度が劣化する。

【0018】

【発明が解決しようとする課題】このように上記第 1 の従来例では、シンボルレートの 2 倍でオーバーサンプルした“ 0π ”変調信号を用いて、高速なキャリア位相推定を実現するが、ベースバンド信号の振幅情報を用いるため、自動利得制御 (AGC) 手段 10 が必要不可欠であり、回路規模、消費電力が増大するという課題があった。また TDMA/TDD システムなどのように、バースト信号を連続受信する場合は、AGC が引込み動作を完了するまで正常な復調データを得るまでの、AGC の引込み時定数が必要になり、従ってプリアンプを長くする必要があり、情報伝送効率が低下するという課題もある。

【0019】また第 2 の従来例では、回路規模を抑えるために増幅制限のためのリミタ増幅器を用いると、キャリア位相推定精度が劣化するという課題がある。更に従来回路は、“ 0π ”変調信号の位置を特定して、その信号によりキャリア位相推定演算を行なうため、バースト信号の受信タイミングが不明な場合、“ 0π ”変調信号の位置が特定できず、従ってキャリア位相推定が出来ないという課題がある。

【0020】この発明は上記の課題を解決するためになされたもので、リミタ増幅器によって振幅制限された“ 0π ”変調信号を用いた場合でも、高精度なキャリア位相推定が出来る復調器を得ることを目的としている。更に、バースト信号の受信タイミングが不明で、“ 0π ”変調信号の位置が特定できない場合でも、良好なビット誤り率特性を示す同期検波が行える復調器を得ることを目的としている。

【0021】

【課題を解決するための手段】この発明に係る復調器は、一定振幅に振幅制限された入力信号を直交検波して復調する構成において、入力信号のベースバンド複素信号を積算して所定値以上の信号のみを用いて関連計算するか、または関連計算結果で所定値以上の関連信号で入力信号のキャリア位相を推定し、推定したキャリアの相

関信号を出力するキャリア位相推定手段と、ベースバンド複素信号でキャリア再生を行ってキャリア位相を推定出力するキャリア再生手段と、キャリア位相推定手段出力のキャリア位相推定信号を用いてデータ検出用のタイミングを生成するか、または帰還型の位相制御により装置のタイミングを得るタイミング再生手段とを備え、キャリア位相推定手段出力かキャリア再生手段出力かのいずれかの出力の位相と、タイミング再生手段によるタイミングとにより最終検波出力を得るようにした。

10 【0022】また更に、キャリア位相推定手段は、入力信号のベースバンド複素信号を設定時間幅以上にわたって関連計算して積算して関連信号を得る関連値算出手段と、この関連値算出手段出力の各関連信号がそれぞれ所定のしきい値を超えるかを調べるしきい値比較手段と、このしきい値比較手段が調べてしきい値を超えた関連信号からベクトルを得て合成関連信号として出力し、合成関連信号が示すベクトル角をキャリア位相として推定出力するベクトル合成手段とで構成するようにした。

20 【0023】また更に、キャリア位相推定手段は、しきい値比較手段とベクトル合成手段とに代えて、関連値算出手段出力の直交関連信号と同相関連信号とを比較してベクトルの大きい方を合成関連信号として出力し、この合成関連信号が示すベクトル角をキャリア位相として推定出力するベクトル長比較選択手段を用いるようにした。

【0024】また更に、キャリア位相推定手段は、入力信号のベースバンド複素信号を設定時間幅以上にわたって関連計算して積算して関連信号を得る関連値算出手段と、この関連値算出手段出力である直交及び同相関連信号のベクトルの差分値から重み付け値を求める重み付け値算出手段と、この求められた重み付け値を用いて積算した直交及び同相関連信号からベクトルを得て合成関連信号として出力し、この合成関連信号が示すベクトル角をキャリア位相として推定出力するベクトル合成手段とで構成するようにした。

【0025】また更に、キャリア位相推定手段は、タイミング位相の同期か非同期かを再生タイミング信号の位相を検出して判定し、同期時にタイミング同期信号を出力するタイミング位相同期検出手段と、入力信号のベースバンド複素信号を設定時間幅以上にわたってタイミング位相同期信号で関連計算して平均化して関連信号を得る関連値算出手段と、この関連値算出手段が算出した関連信号のうちでベクトル長が長い関連信号を選択出力する比較選択手段とで構成され、選択後の関連信号を出力し、かつその関連信号が示すベクトル角をキャリア位相として推定出力するようにし、タイミング再生手段は、入力信号の直交検波出力が最大となるよう帰還制御してタイミング同期後のシンボルレートのクロックを得る構成とした。

50 【0026】また更に、タイミング位相同期検出手段

は、再生クロックの立ち上がりとナイキスト点とのタイミング位相検出信号の絶対値平均に基づいて重み付け値を出力し、相関値算出手段は、重み付けした値で相関計算して積算して相関信号を得る相関値算出手段とした。

【0027】また更に、キャリア位相推定手段は、自身が最終出力する合成相関信号のベクトル長が所定のしきい値以上になると位相が合致したとして位相推定完了信号を出すようにした。

【0028】また更に、キャリア位相推定手段は、入力信号のベースバンド複素信号をシンボルレートの2倍のクロックでオーバーサンプリングし、キャリア再生手段は、オーバーサンプリングされたベースバンド複素信号を用いて4通倍法または逆変調法によりキャリア再生して位相推定を行い、キャリア位相推定手段からの位相推定完了を受けてキャリア位相推定手段出力の相関信号による位相を初期値として最終検波用の位相に用いるようにした。

【0029】また更に、タイミング再生手段は、入力信号のベースバンド複素信号を積算し相関計算で得られる直交相関信号と同相相関信号とを用いて再生クロックとナイキスト点とのタイミング位相差を推定し、位相推定完了信号により推定したタイミング位相差を打ち消す位相制御を行うようにした。

【0030】また更に、タイミング再生手段は、入力信号の相関複素信号を所定の論理でそのまままたは0に変換するデータ変換手段と、この変換された後の相関複素信号の絶対値から最大の絶対値を得る最大絶対値検出手段と、この得られた最大絶対値に対応するタイミング位相を求めるタイミング位相算出手段とを備え、位相推定完了信号により算出したタイミング位相を再生クロック位相手段に出力してタイミング位相差を打ち消す位相制御を行うようにした。

【0031】また更に、タイミング再生手段は、入力信号のベースバンド複素信号からタイミング位相の進み／遅れを検出して位相検出信号を得る位相検出手段と、この得た位相検出信号を平均化してその平均値から位相制御信号を得る平均化手段と、この得た位相制御信号でタイミング位相制御を行う位相制御手段を備えて、復調器のタイミングを行う再生クロックを得るようにした。

【0032】また更に、キャリア位相推定手段が位相推定完了信号を出力するとこのキャリア位相推定手段が出力するキャリア位相推定値を選択出力し、それ以外ではキャリア再生手段が出力するキャリア位相を選択して最終検波用に出力する選択手段を備えた。

【0033】また更に、最終検波出力して得られる復調データと、所定のワードパターンとの相関検出をしてユニークワードを検出するユニークワード検出手段を備えて、最終検波出力は、この検出されたユニークワードにより最終検波出力した結果を補正するようにした。

【0034】

【発明の実施の形態】

実施の形態1. この発明の実施の形態1における復調器は、フレームタイミングが不明な状態から連続動作して、QPSK変調されたバースト信号のキャリア位相を推定し、同期検波を用いてデータを復調する。キャリア位相推定は、振幅制限された“0 π ”変調信号を用いて行なう。図1は、本実施の形態におけるキャリア位相推定手段を含む復調器の構成を示す図である。図中、5aはキャリア位相推定手段、6aはキャリア再生手段、7aは選択手段、8aはタイミング再生手段、12はしきい値比較手段、13はユニークワード(UW)検出手段、17aはベクトル合成手段である。その他の要素は従来の構成を示す図中の対応要素と同一符号を付して説明を省略する。

【0035】この実施の形態におけるキャリア位相推定手段は、振幅制限された“0 π ”変調信号と、シンボルレートの1/2の周波数のサイン成分との相関演算を行ない、その結果を直交相関信号として出力し、また振幅制限された“0 π ”変調信号と、シンボルレートの1/2の周波数のコサイン成分との相関演算を行ない、その結果を同相相関信号として出力する相関値算出手段4aと、直交相関信号のベクトル長と、直交相関用の所定のしきい値とを比較し、ベクトル長がしきい値より大きいか小さいかを示す直交相関比較信号を出力し、また同相相関信号のベクトル長と、同相相関用しきい値とを比較し、同じくベクトル長がしきい値より大きいか小さいかを示す同相相関比較信号とを出力するしきい値比較手段12と、直交相関信号のベクトル長が直交相関用しきい値より大きく、かつ同相相関信号のベクトル長が同相相関用しきい値より大きい場合は、ベクトル長が短い方の相関信号(直交相関信号、あるいは同相相関信号)の同相成分、直交成分に対して、ベクトル長が長い方の相関信号の同相成分、直交成分の符号(+1あるいは-1)をそれぞれ乗算し、乗算された信号をベクトル長が長い方の相関信号と合成し、合成後の信号を合成相関信号として出力する、または直交相関信号のベクトル長が直交相関用しきい値より大きく、かつ同相相関信号のベクトル長が同相相関用しきい値より小さい場合は、直交相関信号を合成相関信号として出力する、または同相相関信号のベクトル長が同相相関用しきい値より大きく、かつ直交相関信号のベクトル長が直交相関用しきい値より小さい場合は、同相相関信号を合成相関信号として出力する。また同時に合成相関信号が示すベクトル角を、キャリア位相推定値として出力するベクトル合成手段17aとで構成される。

【0036】更に、その他の要素として、振幅制限されたベースバンド信号を、再生クロックによって、シンボルレートの2倍でオーバーサンプリングするサンプリング手段3と、以下の構成と動作の方が望ましい要素としてサンプリング手段でオーバーサンプリングされたベー

スバンド信号を用いて4通倍法、あるいは逆変調法に基づいたキャリア再生によりキャリア位相推定を行い、キャリア位相推定値をキャリア位相信号として出力し、推定完了検出信号によって推定動作の完了が検出されたら、合成相関信号をキャリア再生のための初期値として用いるキャリア再生手段6aと、推定完了検出信号がキャリア位相推定の完了を検出したらキャリア位相推定手段からのキャリア位相推定値を選択して出力し、それ以外ではキャリア再生手段からのキャリア位相を選択して出力する選択手段7aと、復調器としては必須の選択手段出力信号を用いてサンプリング手段でオーバーサンプリングされたベースバンド信号を同期検波し、検波された信号を復調データとして出力する最終の検波手段9と、その構成と動作が望ましい要素として、同相相関信号と直交相関信号を用いて再生クロックとナイキスト点とのタイミング位相差を推定し、同期完了検出信号によって同期動作の完了が検出されたら、その時に推定されたタイミング位相差を打ち消す位相制御を行うタイミング再生手段8aとで構成される。

【0037】次に、上述構成の復調器の動作について説明する。従来例と同様に、受信IF信号はバンドパスフィルタ1で帯域制限され、リミタ増幅器11で振幅制限

10

20

される。また直交検波手段2は、振幅制限された受信IF信号を直交検波して、振幅制限された受信ベースバンド複素信号を出力する。本実施の形態では、タイミング再生手段8に改良を施し、フレームタイミングが不明な場合においても動作を可能とするフィードフォワード型のタイミング再生手段8aを用いる。タイミング再生手段8aの動作の詳細は、後で述べる。サンプリング手段3では、タイミング再生手段8aから出力される再生シンボルクロックの立ち上がり、立ち下がり、受信ベースバンド複素信号をシンボルレートの2倍でオーバーサンプリングする。

【0038】本実施の形態では、フレームタイミングが不明であるため、相関値算出手段4aは、サンプリング手段3から出力される振幅制限されたベースバンド複素信号 I_k 、 Q_k に対して、式(8)～(11)の処理を施した連続的な移動平均処理を行なう。但し、 $k = \dots, -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3, \dots$ であり、 $k=0$ の時間から、つまり全期間にわたってバースト信号が入力されるものとする。

【0039】

【数2】

$$CI_k = \left(\sum_{j=k-2Ns+1}^k I_j \times \cos(\omega_s/2) \times (jT/2) \right) / Ns \quad (8)$$

$$CQ_k = \left(\sum_{j=k-2Ns+1}^k Q_j \times \cos(\omega_s/2) \times (jT/2) \right) / Ns \quad (9)$$

$$SI_k = \left(\sum_{j=k-2Ns+1}^k I_j \times \sin(\omega_s/2) \times (jT/2) \right) / Ns \quad (10)$$

$$SQ_k = \left(\sum_{j=k-2Ns+1}^k Q_j \times \sin(\omega_s/2) \times (jT/2) \right) / Ns \quad (11)$$

【0040】よって各相関信号は、 $C_k = (CI_k, CQ_k)$ 、 $S_k = (SI_k, SQ_k)$ で表記され、時間方向で変化していく。

【0041】第2の従来例で説明したように、タイミング位相差 $\Delta\theta$ が $\{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$ の近傍にあるとき、 $T/2$ シンボル点近傍の主として雑音成分である“ 0π ”変調信号が一定の振幅に増幅されるため、キャリア位相推定精度が劣化する。この場合、 $T/2$ シンボル点近傍の“ 0π ”変調信号から求まる相関信号を除外して、もう一方の正しい信号成分であるナイキスト点近傍の“ 0π ”変調信号を用いて相関信号を生成すれば、キャリア位相推定精度の劣化を防ぐことが出来る。ここで、 Ns シンボルで構成される“ 0π ”変調信号の各相関値、即ち上記式(8)～(11)において、 $k=2N$

40

50

$s-1$ における各相関信号 C_{2Ns-1} 、 S_{2Ns-1} を考える。タイミング位相差 $\Delta\theta$ が、 $\{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$ の近傍にあるとき、振幅制限された“ 0π ”変調信号の、 $T/2$ シンボル点近傍の“ 0π ”変調信号から求まる相関信号のベクトル長は、振幅制限を行なわなかった場合の $T/2$ シンボル点近傍の“ 0π ”変調信号から求まる相関信号のベクトル長より大きくなるが、もう一方のナイキスト点近傍の“ 0π ”変調信号から求まる相関信号のベクトル長よりは分散が大きいために充分小さくなる。また $\Delta\theta$ が $\{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$ の近傍にないときは、相関信号 C_{2Ns-1} 、 S_{2Ns-1} 共に、分散が小さいため、しきい値を上回る大きな値をとる。

【0042】そこで本実施の形態における発明では、相関信号 C_k 、 S_k を、あるしきい値と比較し、一方がある

しきい値を越え、一方が越えていない場合、越えないものは雑音成分による分散が大きいためと判断して、越えていない方の相関信号をキャリア位相推定演算に用いず、越えている方の相関信号のみをキャリア位相推定演算に用いる。また C_k 、 S_k 共にしきい値を超える大きな値を示す場合は、従来例と同様、相関値 C_k 、 S_k を用いたキャリア位相推定を行なう。図1に示すしきい値比較手段12は、相関信号 C_k 、 S_k の各ベクトル長あるしきい値と比較し、その結果を制御信号AC、ASとして出力する。次にベクトル合成手段17aは、この制御信号AC、ASに基づいて、相関信号 C_k 、 S_k から相関信号 U_k を生成する方法を決定する。以降、しきい値比較手段12と、ベクトル合成手段17aの動作の詳細を説明する。

【0043】はじめにしきい値比較手段12は、相関値 C_k 、 S_k のベクトルの長さ C_k 、 S_k を、以下の式(12a)、(12b)で求める。これは2乗回路、加算回路と比較回路で構成される。

$$CL_k = \sqrt{(CI_k^2 + CQ_k^2)} \quad (12a)$$

$$SL_k = \sqrt{(SI_k^2 + SQ_k^2)} \quad (12b)$$

ベクトル長の算出演算を簡略化したい場合は、以下の式

[$CL_k \geq SL_k$ の場合]

$$\cdot UI_k = CI_k + \text{sign}[CI_k] \times |SI_k| \quad (15a)$$

$$\cdot UQ_k = CQ_k + \text{sign}[CQ_k] \times |SQ_k| \quad (15b)$$

[$CL_k < SL_k$ の場合]

$$\cdot UI_k = SI_k + \text{sign}[SI_k] \times |CI_k| \quad (16a)$$

$$\cdot UQ_k = SQ_k + \text{sign}[SQ_k] \times |CQ_k| \quad (16b)$$

【0046】またACが論理“1”、ASが論理“0”の場合は、 $U_k = C_k$ とし、Aが論理“0”、ASが論理“1”の場合は、 $U_k = S_k$ とする制御を行なう。例えば、図23に示す“0 π ”変調信号を $\Delta\theta = 0$ のタイミングで受信する場合、従来例では図30(b)で示されるように、相関信号 U_k の分散が増大し、キャリア位相推定精度の劣化が生じるが、本実施の形態では、例えば図2に示すようなしきい値 $\epsilon_c = \epsilon_s$ を設定することで、 $k = 2Ns - 1$ の時間において、ほぼ100%の確率でACが論理“1”、“AS”が論理“0”となり、振幅制限によって増幅された雑音成分から求まる相関信号 S_k を用いないので、相関信号 U_k の分散を抑えることができる。図2において、実線で示した円の半径が $\epsilon_c = \epsilon_s$ である。

【0047】このように本実施の形態は、振幅制限を施した場合に $\Delta\theta = \{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$ 近傍で生じるキャリア位相推定精度の劣化を防止することができる。一方、本実施の形態において、 $\Delta\theta = \{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$ 近傍にない場合の例として、図27の信号を受信した場合の処理を、図3に示す。各相関信号 C_k 、 S_k ともに、そのベクトル長はしきい値 $\epsilon_c = \epsilon_s$ を超える、図3に示すように相関信号 C_k 、 S_k 両方用いて、相関信号 U_k が求まる。以上のことから本実

(13a)、(13)、あるいは式(14a)、(14b)を用いて、 CL_k 、 SL_k を求めてよい。

$$CL_k = \max(CI_k, CQ_k) \quad (13a)$$

$$SL_k = \max(SI_k, SQ_k) \quad (13b)$$

$$CL_k = (CI_k + CQ_k) \quad (14a)$$

$$SL_k = (SI_k + SQ_k) \quad (14b)$$

これらは単なる比較、または加算と比較回路で構成できる。

【0044】次に、 CL_k としきい値 ϵ_c とを比較した結果から、制御信号ACを出力する。制御信号ACは、 $CL_k \geq \epsilon_c$ なら論理“1”を、 $CL_k < \epsilon_c$ なら論理“0”を出力する。同様に、 SL_k としきい値 ϵ_s とを比較した結果から、制御信号ASを出力する。制御信号ASは、 $SL_k \geq \epsilon_s$ なら論理“1”を、 $SL_k < \epsilon_s$ なら論理“0”を出力する。また、これらしきい値 ϵ_c 、 ϵ_s は同じ値でもよい。

【0045】ベクトル合成手段17aは、AC、ASが共に論理“1”の場合、あるいはAC、ASが共に論理“0”の場合は、式(15a)、(15b)、あるいは式(16a)、(16b)を用いて相関信号 U_k を求める。これは絶対値回路と加算回路で構成される。

施の形態では、従来例のように $\Delta\theta = \{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$ 近傍においてキャリア位相推定精度が劣化することではなく、どのような $\Delta\theta$ に対しても、高精度なキャリア位相推定を実現することができる。また以下の式(17)によって、キャリア位相角 ϕ_k を算出する。

$$\phi_k = \tan^{-1}(UQ_k / UI_k) \quad (17)$$

【0048】次にベクトル合成手段17aは、相関信号 U_k に対するしきい値検出によって、“0 π ”変調信号に対するキャリア位相推定算出の完了を判定し、検波処理を切り替える信号SWを出力する。相関信号 U_k に対するしきい値検出は、相関信号 U_k のベクトル長 UL_k を算出し、しきい値 ϵ_u と比較して行なう。また信号SWは、 $UL_k \geq \epsilon_u$ が成立したら論理“1”を、 $UL_k < \epsilon_u$ が成立したら論理“0”を出力する。

【0049】キャリア再生手段6aは、フレームタイミングが不明な場合、時定数を“0 π ”変調信号の長さ N_s [シンボル] 以下の短い値に設定して連続動作し、従来例と同様のキャリア再生方式などで、キャリア位相 ϕ_k を出力する。キャリア再生手段6aは、例えば図18または図26の詳細回路で示されるキャリア再生手段6と、ほとんど同じ構成で実現できる。キャリア再生手段6aが、図22のキャリア再生手段6と異なる点は、

入力である“切り替え信号”が、切替え信号“SW”に置き換わる点である。キャリア位相推定手段 5 a と、キャリア再生手段 6 a は並行して動作する。また切替え信号 SW が、“0”から“1”に変化（即ち、 $U L_k \geq \epsilon_u$ が成立）した直後の時間 $k = q$ において、相関信号 U_q がキャリア再生手段 6 a に初期値として与えられ、同時に、キャリア再生手段 6 a の時定数が、短いものから長いものに切り替えられる。キャリア再生手段 6 a は、図 2 6 で示した 4 通倍法に基づく方式以外にも、例えば逆変調法に基づく方式でもよい。最近の文献では、例えば、阪田、久保田、加藤、“オープンループ型逆変調キャリア再生方式”、信学技報 R C S 9 4 - 5 9 に記載の逆変調法に基づく方式がある。

【0050】選択手段 7 a は、切替え信号 SW が“0”から“1”に変化した直後の時間である $k = q$ の時だけ、キャリア位相推定手段 5 a からの信号（即ち、 ϕ_q ）を選択し、それ以外の時間では、キャリア再生手段 6 からの信号 ϕR_k を選択する。検波手段 9 は、選択手段 7 から出力されるキャリア位相信号（ ϕ_q あるいは ϕR_k ）を用いてベースバンド複素信号（ I_k 、 Q_k ）を検波し、復調一タを得る。以上の処理例を、図 4 のタイミングチャートを用いて説明する。

【0051】図 4 に示すように、ベクトル長 $U L_k$ はバースト信号が入力される前では小さな値を示す。そして、バースト信号の先頭部にある“0 π ”変調信号が入力されると、ベクトル長 $U L_k$ は大きくなり、次にバースト信号のデータ部が入力されると $U L_k$ は再び小さな値を示す。このベクトル長 $U L_k$ が大きな値を示す時のキャリア位相推定値 ϕ_q ほど、誤差は小さくなる。よって、大きな値を示すベクトル長 $U L_k$ を、しきい値 ϵ_u を用いて検出することで、誤差のないキャリア位相推定値 ϕ_q をフレームタイミングが不明な状態から、得ることができる。また上述の各処理により、相関信号 U_k は、振幅制限された“0 π ”変調信号の、T/2 シンボル点のデータをサンプリングすることによる悪影響を受けないため、即ち相関信号 U_k をしきい値 ϵ_u と比較して、それを越えるものを算して検出することで、バースト信号が振幅制限されていても、バースト信号の到来を正確に検出することができる。図 4 に示すように、検波手段 9 はキャリア位相推定値 ϕ_q が検出されるまでは時定数を小さく設定した場合の ϕR_k を用いて同期検波を行なう。そして、キャリア位相推定値 ϕ_q が検出さ

れたら ϕ_q を用い、それ以降は U_q を初期値とし、時定数を大きく設定した場合の ϕR_k を用いて、同期検波を行なう。また、仮にフェージング伝送路におけるフェード、シャドウイング等により、キャリア位相推定値 ϕ_q が検出できない、即ち $U L_k \geq \epsilon_u$ が満たされい場合は、データ部以降も時定数を小さく設定した場合の ϕR_k を用いることにより、フェージングによるキャリア位相の激しい変化に、 ϕR_k を追従させていく。

【0052】このように、本発明における復調器は、キャリア位相推定値 ϕ_q をしきい値検出して、キャリア位相推定手段 5 a からの信号 ϕ_q と、キャリア再生手段 6 a からの信号 ϕR_k を切替えるため、フレームタイミング情報を必要としない。よって、受信信号が数十バーストにわたって長時間瞬断された場合でも、回線復帰後の迅速な“0 π ”変調信号を用いたキャリア再生が実現できる。また本発明における復調器は、高速無線伝送 TDMA システム等で生じ得るような、シンボル周期の数倍から十数倍の範囲で、ランダムにバースト信号の到来位置がずれるような場合でも、1 バースト毎にキャリア位相推定値 ϕ_q を検出するため、信号 ϕ_q と信号 ϕR_k との切替えも、バースト信号の到来位置のずれに応じて正確に行うことができる。

【0053】このような一連の動作により、“0 π ”変調信号を用いた高速なキャリア位相推定と、キャリア位相制御後のキャリア位相の低ジッタ、ならびにフェージング伝送路等に対応した制御を、またこれらの効果によって得られる良好なビット誤り率特性を、外部からの切替え信号を用いずに、フレームタイミングが不明な状態で実現することができる。

【0054】タイミング再生手段 8 a は、相関値算出手段 4 a で求められた相関信号 C_k 、 S_k を用いて、再生クロックとナイキスト点とのタイミング位相を、フレームタイミングが不明な状態で推定する。タイミング位相の推定値は、“0 π ”変調信号入力時にのみ正しい値を示すため、タイミング再生手段 8 a は、信号 SW の“0”から“1”への変化直後の時間におけるタイミング位相推定値を用いる。以下に、タイミング再生手段 8 a の詳細な動作を示す。タイミング再生手段 8 a は、フレームタイミングが不明な状態からの位相制御を可能とするため、従来例と同様に、相関信号 C_k 、 S_k を用いたタイミング位相推定を、以下の式（18 a）～（18 d）を用いて行なう。

・ $|C I_k|$ が最大値の場合

$$\begin{aligned} X \theta_k &= C I_k + \text{sign}[C I_k] \cdot |C Q_k| \\ Y \theta_k &= S I_k + \text{sign}[C I_k \cdot C Q_k] \cdot |S Q_k| \quad (18 a) \end{aligned}$$

・ $|C Q_k|$ が最大値の場合

$$\begin{aligned} X \theta_k &= C Q_k + \text{sign}[C Q_k] \cdot |C I_k| \\ Y \theta_k &= S Q_k + \text{sign}[C I_k \cdot C Q_k] \cdot |S I_k| \quad (18 b) \end{aligned}$$

・ $|S I_k|$ が最大値の場合

$$X \theta_k = C I_k + \text{sign}[S I_k \cdot S Q_k] \cdot |C Q_k|$$

$$Y\theta_k = S I_k + \text{sign}[S I_k] \cdot |S Q_k| \quad (18c)$$

・ $|S Q_k|$ が最大値の場合

$$X\theta_k = C Q_k + \text{sign}[S I_k \cdot S Q_k] \cdot |C Q_k|$$

$$Y\theta_k = S Q_k + \text{sign}[S Q_k] \cdot |S I_k| \quad (18d)$$

ここでタイミング再生手段8aは、 $UL_k \geq \epsilon_U$ を満たす時点である $k=q$ において、信号 $(X\theta_q, Y\theta_q)$ を用いたタイミング位相 $\Delta\theta_q$ の算出行い、 $\Delta\theta_q$ からタイミング位相差を打ち消すような位相制御を行なう。この算出タイミングには、切替え信号SWの立ち上がりエッジを用いればよい。以上の動作により、タイミング再生手段8aは、フレームタイミングが不明な場合でも、タイミング位相差を“0 π ”変調信号受信中に打ち消すことが出来る。

【0055】更に、振幅制限を施した受信信号のT/2シンボル点近傍の雑音成分による、タイミング再生手段8aのタイミング位相推定精度の劣化を回避したい場合は、以下のようにしてタイミング位相を推定する。はじめに $UL_k \geq \epsilon_U$ を満たす時点である $k=q$ において、前記した制御信号AC、ASが、共に論理“1”、あるいは論理“0”である場合は、上記式(18a)から(18d)を用いてタイミング位相を推定する。また、 $UL_k \geq \epsilon_U$ を満たす時点 $k=q$ において、ACが論理“1”を、ASが論理“0”(即ち、相関信号 S_k が確からしくない状態)を示す場合、相関信号 S_k をタイミング位相推定に用いないように、上記式(18a)～(18d)に $S I_k = 0$ 、 $S Q_k = 0$ を代入して $\Delta\theta$ を求める。同様に、 $UL_k \geq \epsilon_U$ を満たす時点 $k=q$ において、ACが論理“0”を、ASが論理“1”(即ち、相関信号 C_k が確からしくない状態)を示す場合、相関信号 C_k をタイミング位相推定に用いないように、上記式(18a)～(18d)に $C I_k = 0$ 、 $C Q_k = 0$ を代入して $\Delta\theta$ を求める。

【0056】図19に、タイミング再生手段8aの構成を示す。図において、81は“0”データ変換手段、82は絶対値変換手段、83は最大値検出手段、84はタイミング位相算出手段、85は再生クロック移相手段である。“0”データ変換手段81は、制御信号AC、ASの論理値が共に“1”、あるいは“0”なら、入力であるデータ $(C I_k, C Q_k)$ と、データ $(S I_k, S Q_k)$ をそのまま出力する。また、制御信号ACが論理“1”、ASが論理“0”なら、入力であるデータ $(C I_k, C Q_k)$ はそのまま出力し、データ $(S I_k, S Q_k)$ は“0”に変換して出力する。逆に制御信号ACが論理“0”、ASが論理“1”なら、入力であるデータ $(C I_k, C Q_k)$ は“0”に変換して出力し、データ $(S I_k, S Q_k)$ はそのまま出力する。絶対値変換手段82は、 $C I_k, C Q_k, S I_k, S Q_k$ の各データの絶対値を求めて、出力する。最大値検出手段83は、絶対値変換後の各データ、 $|C I_k|, |C Q_k|, |S I_k|, |S Q_k|$ の内、最大値を示すデー

タを検出し、その検出信号を最大値検出信号として出力する。タイミング位相算出手段84は、この最大値検出信号によって式(18a)～(18d)の処理の1つを選択し、 $C I_k, C Q_k, S I_k, S Q_k$ の各データと、絶対値変換された各データ $|C I_k|, |C Q_k|, |S I_k|, |S Q_k|$ を用いて、 $(X\theta_k, Y\theta_k)$ を求める。そして、信号SWによって、 $UL_k \geq \epsilon_U$ を満たす時点である $k=q$ のデータ $(X\theta_q, Y\theta_q)$ から、 $\Delta\theta = \tan^{-1}(X\theta_q / Y\theta_q)$ を求め、出力する。再生クロック移相手段85は、 $\Delta\theta$ が入力されたら、再生クロックを $\Delta\theta$ 移相させて、 $\Delta\theta$ を打ち消すタイミング位相制御を行う。なお、振幅制限を施した受信信号のT/2シンボル点近傍の雑音成分による、タイミング位相推定精度の劣化を許容する場合(即ち、上述のタイミング再生手段8aの場合)、タイミング再生手段8aにおいて、データ変換手段81は不要となり、データ $(C I_k, C Q_k), (S I_k, S Q_k)$ が、そのまま絶対値変換手段82に入力されるような構成となる。

【0057】ところでフレームタイミングが不明な場合、バースト信号の先頭で、タイミング位相差 $\Delta\theta$ はランダムな値になるため、相関信号 U_q が示すキャリア位相 ϕ には位相不確定性が生じる。これを、図23に示されるキャリア位相角 ϕ の場合を例に、説明する。図23に示されるキャリア位相角 ϕ を、図24(a)に示されるタイミング位相差 $\Delta\theta$ で受信した場合、 $\pi/4 < \Delta\theta \leq 5\pi/4$ を満たす時は、図23に示される相関信号S、Cのベクトルは入れ替わり、図24(b)に示される相関信号Uのベクトル角は π ラジアン逆を向く。即ち、 $\pi/4 < \Delta\theta \leq 5\pi/4$ を満たす場合、キャリア位相角は、 $(\phi - \pi)$ ラジアンとなり、それ以外では ϕ ラジアンとなる。よって、フレームタイミングが不明で、タイミング位相差 $\Delta\theta$ がランダムな値を取る場合、キャリア位相の不確定性が生じることになる。

【0058】ここで変調方式が、差動符号化を用いたQPSK(DQPSK)方式の場合、キャリア位相不確定性を考慮する必要はなく、検波手段9においてデータをキャリア位相信号 $(\phi_q$ あるいは $\phi_{Rk})$ を用いて4値判定した後で、差動復号を行えばよい。この時、差動符号化されたデータが、即ち復調データとなる。

【0059】一方、変調方式が差動符号化を用いないQPSK方式の場合、キャリア位相不確定性を考慮する必要がある。TDMAシステムでは、一般にフレーム同期用の既知パターンとして、ユニークワード(UW)パターンがタイミング再生用プリアンプルの後に付加される。この場合、例えばユニークワード(UW)検出手段

13において求められるUWパターンの相関値を用いて、キャリア位相推定値 ϕ_q の位相不確定性を除去することができる。また仮に、キャリア位相推定値 ϕ_q が検出できず、キャリア再生手段6aからのキャリア位相信号 ϕR_k を用いてデータを復調する場合も同様にして、UWパターンの相関値から位相不確定性を除去することができる。このキャリア位相不確定性は、UW検出手段13において、キャリア位相が $\{\phi, \phi + \pi/2, \phi + \pi, \phi + 3\pi/2\}$ ずれた場合に受信される、4つのUWパターンをあらかじめ設けておき、各4つのパターンの受信信号との相関を求めることで検出することができる。UWパターンが入力されると、4つの相関値のいずれかが大きな値を示すため、例えばそれをしきい値検出することで、UWパターンの検出を行なう。また、4つのパターンの内、どれに対して相関ピークが得られたのかを示す信号を4値で出力し、この信号を用いて、検波手段に入力されるキャリア位相に、位相のずれに応じた補正值 $=\{0, -\pi/2, \pi, -3\pi/2\}$ [ラジアン]を加算して、位相ずれを補正する。

【0060】以上のように、実施の形態1における復調器は、フィードフォワード型タイミング再生方式を用いる構成において、タイミング位相差に関係なく振幅制限された“ 0π ”変調信号であっても、高精度なキャリア位相推定と、バースト信号のデータ部におけるキャリア位相の低ジッタを実現できる。また、振幅制限された“ 0π ”変調信号によっても、高精度なキャリア位相推定が得られるため、リミタ増幅器を用いることによる復調器の小型化、低消費電力化と、良好なビット誤り率特性との両方が同時に得られる。なお、本発明の実施の形態1における復調器は、従来例と同様にシンボルレートの2倍の周波数で動作するため、シンボルレートが数十MHzと高い無線伝送システムにおいて、低消費電力の回路であり、CMOSゲートアレイによるLSI化も容易である。

【0061】ところで上述の実施の形態は、QPSK変調方式のシステムについて説明したが、BPSK変調方式のシステムにも適用できる。その場合は、本実施の形態のキャリア再生手段を、4通倍法から2通倍法に変更すればよい。また上述の実施の形態は、振幅制限されたベースバンド信号に対して各処理を行なうが、振幅制限されたベースバンド信号は即ち位相信号であり、ベースバンド信号の位相情報を用いて同様の処理を行なってもよい。

【0062】この位相情報を用いる場合の、 (I_k, Q_k) が出力されるまでの復調器前段の構成は、図20に示すように変更される。位相検出手段24は、リミタ11によって振幅制限されたIF信号から、ベースバンド位相信号 $\theta(t)$ を生成する。更に、サンプリング手段3は、 $\theta(t)$ を2倍オーバーサンプルして、位相データ θ_k を出力する。極座標変換手段25は、 θ_k から

$k = \cos \theta_k$ 、 $Q_k = \sin \theta_k$ を出力する。以降の処理は、データ (I_k, Q_k) を用いて、上記直交検波手段2を用いた処理と同様に行われる。また、実施の形態2以降の復調器も同様な構成変更により、位相情報で動作する復調器を実現することができる。

【0063】実施の形態2. この発明の実施の形態2では、相関値算出に無限インパルス応答(IIR)型フィルタを用いることで、復調器の更なる小型化を実現する。また、しきい値 ϵ_C 、 ϵ_S を用いずに高精度なキャリア位相推定を行なう構成として、相関値 C_k 、 S_k の各ベクトル長の差分値をもとに、相関信号 C_k 、 S_k に重けを与えて、合成してキャリア位相を推定する。復調器は実施の形態1と同様、フレームタイミングが不明な状態から連続動作して、QPSK変調されたバースト信号のキャリア位相を推定し、同期検波を用いてデータを復調する。キャリア位相推定は、振幅制限された“ 0π ”変調信号を用いて行なう。図5は、本実施の形態におけるキャリア位相推定手段を含む復調器の構成を示す図である。図中、5bはキャリア位相推定手段、14は重み付け値算出手段、17bはベクトル合成手段である。その他の要素は実施の形態1の図1にある対応する記号の要素と同じものである。

【0064】この実施の形態におけるキャリア位相推定手段は、振幅制限された“ 0π ”変調信号と、シンボルレートの1/2の周波数のサイン成分との相関演算を行ない、その結果を直交相関信号として出力し、また振幅制限された“ 0π ”変調信号と、シンボルレートの1/2の周波数のコサイン成分との相関演算を行ない、その結果を同相相関信号として出力する相関値算出手段4bと、直交相関信号のベクトル長と同相相関信号のベクトル長との差分値から、直交用重み付け値と同相用重み付け値を求めて、出力する重み付け値算出手段14と、直交相関信号に直交用重み付け値を乗算して、重み付け直交相関信号を求め、同相相関信号に同相用重み付け値を乗算して、重み付け同相相関信号を求め、ベクトル長が短い方の重み付け相関信号(重み付け直交相関信号、あるいは重み付け同相相関信号)の同相成分、直交成分に対して、ベクトル長が長い方の重み付け相関信号の同相成分、直交成分の符号(+1あるいは-1)をそれぞれ乗算し、乗算された信号をベクトル長が長い方の相関信号と合成し、合成後の信号を合成相関信号として出力するベクトル合成手段17bとで構成される。

【0065】次に、上述構成実施の形態2の復調器の動作について説明する。本実施の形態の復調器は、実施の形態1と同様の処理により、振幅制限されたベースバンド複素信号 I_k 、及び Q_k を得る。相関値算出手段4bは、以下の式(19)~(22)の処理を施すIIR型フィルタを用いて、相関信号 C_k 、 S_k を算出する。但し、 $k = \dots$ に、 $-3, -2, -1, 0, 1, 2, 3, \dots$ であり、 $k = 0$ の時間からバースト信号が入力される

ものとする。また α (< 1) は忘却係数であり、 N_s [シンボル] の時定数に設定する場合は、 $\alpha = (2N_s$

$$CI_k = CI_{k-1} \times \alpha + I_k \times \cos(\omega_s / 2) \times (kT / 2) \quad (1)$$

$$CQ_k = CQ_{k-1} \times \alpha + Q_k \times \cos(\omega_s / 2) \times (kT / 2) \quad (1)$$

$$SI_k = SI_{k-1} \times \alpha + I_k \times \sin(\omega_s / 2) \times (kT / 2) \quad (1)$$

$$SQ_k = SQ_{k-1} \times \alpha + Q_k \times \sin(\omega_s / 2) \times (kT / 2) \quad (1)$$

同じ時定数のフィルタを構成する場合、IIR型フィルタを用いる方が、実施の形態1で示した移動平均より、レジスタの数を削減することができ、更に回路規模を削減することができる。

【0066】重み付け値算出手段14は、ベクトル長 CL_k とベクトル長 SL_k を実施形態1と同様、式(12a)、(12b)、あるいは、式(13a)、(13b)か、式(14a)、(14b)によって求める。即ち2乗回路、加算回路と比較回路、または比較回路、または加算回路と比較回路で構成される。そしてその差分値 DL_k を、以下の式(23)によって減算回路で求める。 $DL_k = CL_k - SL_k$ (23) この差分値 DL_k

[$CL_k > SL_k$ の場合]

$$\cdot UI_k = WC_k \times CI_k + \text{sign}[CI_k] \times |WS_k| \times |CI_k| \quad (24a)$$

$$\cdot UQ_k = WC_k \times CQ_k + \text{sign}[CQ_k] \times |WS_k| \times |CQ_k| \quad (24b)$$

[$CL_k < SL_k$ の場合]

$$\cdot UI_k = WS_k \times SI_k + \text{sign}[SI_k] \times |WC_k| \times |SI_k| \quad (25a)$$

$$\cdot UQ_k = WS_k \times SQ_k + \text{sign}[SQ_k] \times |WC_k| \times |SQ_k| \quad (25b)$$

このように、ベクトル長の差分値に応じた重み付けを行うことで、より確からしい方の相関信号が重み付けにより強調されてから合成されるため、振幅制限された“0 π ”変調信号に対しても、合成後の相関信号 U_k の示すキャリア位相推定値は、高い精度を実現できる。以降の処理は、実施の形態1と同様であり、しきい値 ϵ_U を越えたときの相関信号 U_q を用いた同期検波が行われる。

【0068】実施の形態2において、振幅制限を施した受信信号の $T/2$ シンボル点近傍の雑音成分による、タイミング再生手段8aのタイミング位相推定精度の劣化を回避したい場合は、以下のようにしてタイミング位相を推定する。即ち $UL_k \geq \epsilon_U$ を満たす時点である $k=q$ において、以下の式(181a)～(181d)に示すように、重み付け値 WC_k を相関信号 C_k に、重み付け値 WS_k を相関信号 S_k に乗算して $\Delta\theta$ を求める。

$\cdot WC_k \times |CI_k|$ が最大値の場合

$$X\theta_k = WC_k \times CI_k + \text{sign}[CI_k] \times WC_k \times |CQ_k|$$

$$Y\theta_k = WS_k \times SI_k + \text{sign}[SI_k] \times WS_k \times |SQ_k|$$

$$[CI_k \cdot CQ_k] \times WS_k \times |SQ_k| \quad (181a)$$

$\cdot WC_k \times |CQ_k|$ が最大値の場合

$$X\theta_k = WC_k \times CQ_k + \text{sign}[CQ_k] \times WC_k \times |CI_k|$$

$$[CQ_k] \times WS_k \times |SI_k|$$

$$Y\theta_k = WS_k \times SQ_k + \text{sign}[SQ_k] \times WS_k \times |SI_k| \quad (181d)$$

$-1) / 2N_s$ に設定する。

から、重み付け値 WC_k 、 WS_k を求める。重み付け WC_k 、 WS_k は、 DL_k が正の値を示す場合は、 $WC_k > WS_k$ を、 L_k が負の値を示す場合は、 $WC_k < WS_k$ を満たすものとする。例えば $DL_k > 0$ が成立したら、 $WC_k = DL_k + 1$ 、 $WS_k = 1$ 、 $DL_k < 0$ が成立したら、 $WC_k = 1$ 、 $WS_k = -DL_k + 1$ とし、 $L_k = 0$ が成立したら、 $WC_k = 1$ 、 $WS_k = 1$ とする。

【0067】ベクトル合成手段17bは、AC、ASが共に論理“1”の場合、あるいはAC、ASが共に論理“0”の場合は、上述の重み付け算出手段14からの $WC_k WS_k$ を用い、式(24a)、(24b)、(25a)、(25b)に基づいて相関信号 U_k を求める。

$$[CI_k \cdot CQ_k] \times WS_k \times |SI_k| \quad (181b)$$

$\cdot WS_k \times |SI_k|$ が最大値の場合

$$X\theta_k = WC_k \times CI_k + \text{sign}[CI_k] \times WC_k \times |CQ_k|$$

$$[SI_k \cdot SQ_k] \times WS_k \times |CQ_k|$$

$$Y\theta_k = WS_k \times SI_k + \text{sign}[SI_k] \times WS_k \times |SQ_k| \quad (181c)$$

$\cdot WS_k \times |SQ_k|$ が最大値の場合

$$X\theta_k = WC_k \times CQ_k + \text{sign}[CQ_k] \times WC_k \times |CI_k|$$

$$[SI_k \cdot SQ_k] \times WS_k \times |CQ_k|$$

$$Y\theta_k = WS_k \times SQ_k + \text{sign}[SQ_k] \times WS_k \times |SI_k| \quad (181d)$$

$$[SQ_k] \times WS_k \times |SI_k| \quad (181d)$$

$$[SQ_k] \times WS_k \times |SI_k| \quad (181d)$$

そして、実施の形態1と同様に、タイミング再生手段8aは、 $UL_k \geq \epsilon_U$ を満たす時点である $k=q$ において、上記式(181a)～(181d)から求めた信号($X\theta_q$ 、 $Y\theta_q$)を用いたタイミング位相 $\Delta\theta_q$ の算出を行い、 $\Delta\theta_q$ からタイミング位相差を打ち消すような位相制御を行う。以上の動作により、タイミング再生手段8aは、フレームタイミングが不明な場合でも、タイミング位相差を“0 π ”変調信号受信中に打ち消すことができる。

【0069】以上のように、実施の形態2における復調器は、フィードフォワード型タイミング再生方式を用いる構成において、タイミング位相差に関係なく、差分演算結果を用いた重み付け処理により、振幅制限された“0 π ”変調信号を用いた高精度なキャリア位相推定

と、バースト信号のデータ部におけるキャリア位相の低ジッタを実現できる。また、振幅制限された“ 0π ”変調信号であっても、高精度なキャリア位相推定が得られるため、リミタ増幅器を用いることによる復調器の小型化、低消費電力化と、良好なビット誤り率特性との両方が同時に得られる。更に、実施の形態 2 における復調器は従来例と同様にシンボルレートの 2 倍の周波数で動作するため、低消費電力化と上述の実施の形態は、また CMOS ゲートアレイによる LSI 化が容易であることは実施の形態 1 と同様である。ところで上述の実施の形態は、QPSK 変調方式を用いたシステムを例に説明したが、BPSK 変調方式を用いたシステムにも適用できることも実施の形態 1 と同様である。

【0070】実施の形態 3. この発明の実施の形態 3 として、フィードバック型のタイミング再生方式を組み合わせた場合を説明する。復調器はフレームタイミングが不明な状態から連続動作し、バースト信号が入力されたら、振幅制限された“ 0π ”変調信号を用いたキャリア位相推定と、そのキャリア位相を用いたデータの復調を行なうことは実施の形態 1、2 と同様である。実施の形態 1 及び実施の形態 2 は、フィードフォワード型のタイミング再生手段を組み合わせた場合を想定し、あるタイミング位相差 $\Delta\theta$ ($0 \leq \Delta\theta < 2\pi$) をとり続けた場合でも、振幅制限された“ 0π ”変調信号に対して高精度なキャリア位相推定を行なうものであるのに対し、本実施の形態の復調器は、フィードバック型のタイミング再生手段を組み合わせた場合を想定しており、フィードバックによるタイミング位相変動に影響されずに、振幅制限された“ 0π ”変調信号に対して高精度なキャリア位相推定を行なうものである。図 6 は、本実施の形態におけるキャリア位相推定手段を含む復調器の構成を示す図である。図中、4c は関連値算出手段、5c はキャリア位相推定手段、8b はタイミング再生手段、16 は比較選択手段である。その他の要素は実施の形態 1 の図 1 にある対応する記号の要素と同じものである。

【0071】この実施の形態におけるキャリア位相推定手段は、再生クロックの立ち上がり、ナイキスト点とのタイミング位相検出信号を絶対値変換してから平均化し、その平均値がしきい値を下回ったら、タイミング位相同期と判定し、その平均値がしきい値以上であれば、タイミング位相引込みと判定するタイミング位相同期検出手段 15 と、振幅制限された“ 0π ”変調信号に対して、シンボル周期の $1/2$ の間隔で 1, 1, -1, -1 の繰り返しパターンを乗算し、その乗算結果を第一の乗算複素データとし、また振幅制限された“ 0π ”変調信号に対して、シンボル周期の $1/2$ の間隔で 1, -1, -1, 1 の繰り返しパターンを乗算し、その乗算結果を第二の乗算複素データとし、タイミング位相同期検出手段がタイミング位相引込み状態と判定したら、第一の乗算複素データを平均化したものを第一の関連信号として

出力し、また第二の乗算複素データを平均化したものを第二の関連信号として出力し、一方、タイミング位相同期検出手段がタイミング同期状態と判定したら、再生クロックの立ち上がりでサンプリングされた第一の乗算複素データだけを用いて平均化したものを第一の関連信号として出力し、また再生クロックの立ち上がりでサンプリングされた第二の乗算複素データだけを用いて平均化したものを第二の関連信号として出力する関連値算出手段 4c と、第一の関連信号のベクトル長と第二の関連信号のベクトル長を比較し、ベクトル長が長い方の関連信号を合成関連信号として出力する比較選択手段 7a とで構成される。

【0072】次に、上述構成の復調器の動作について説明する。実施の形態 1 と同様に、受信 IF 信号はバンドパスフィルタ 1 で帯域制限され、リミタ増幅器 11 で振幅制限される。また直交検波手段 2 は、振幅制限された受信 IF 信号を直交検波して、振幅制限された受信ベースバンド複素信号 (I_k, Q_k) を出力する。また本実施の形態 3 では、タイミング位相制御をフィードバックで実現するようなタイミング再生手段 8b を用いる。タイミング再生手段 8b には、例えば文献“位相情報を用いた QPSK 用タイミング再生方式の検討” (藤村、三宅、藤野、信学技報 RCS 96-160) 記載の方式を用いればよい。即ち、図 20 はタイミング再生手段 8b の詳細構成の例を示す図であり、図において 86 は入力信号の複素信号 I_k, Q_k からタイミング位相の進相/遅相を検出する位相検出手段、87 はその出力の位相検出信号を平均化する平均化手段、88 はこの得られた平均値からタイミング位相制御を行う位相制御手段である。これら位相検出手段 86、平均化手段 87、位相制御手段 88 は閉ループを構成し、いわゆる PLL 回路を形成する。位相制御手段は、位相制御信号によって再生クロックの位相を制御し、タイミング位相制御を行う。

【0073】本実施の形態において、再生クロックはシンボルレートの周波数のクロックであり、サンプリング手段 3 では、再生クロックの立ち上がりエッジと、立ち下がりエッジを用いて、データを 2 倍オーバーサンプリングする。また本実施の形態では、フィードバック制御によりタイミング同期が確立されると、再生クロックの立ち上がりエッジで、データのナイキスト点がサンプリングされる。このようなフィードバック型のタイミング再生手段 8b を用いる場合、タイミング位相 $\Delta\theta$ はバースト先頭部ではランダムな値を示すが、時間の経過とともに $\Delta\theta = 0$ [ラジアン]、あるいは $\Delta\theta = \pi$ [ラジアン] に収束していく。即ち、実施の形態 1、2 とは異なり、バースト先頭部で徐々に変化して位相を変えていく。このようにタイミング位相がバースト先頭部で引込み時に変動していくため、キャリア位相推定方法もタイミング位相の変動に影響されない方式を用いる必要がある。実施の形態 3 は、このようなタイミング位相の変動

に影響されないで、キャリア位相推定を行なうものである。

【0074】初めに相関値算出手段4cの構成を、図7に示す。図7に示されるように相関値算出手段4cは、乗算手段401、データ出力制御手段402、平均化手段403で構成される。乗算手段401は、複素ベースバンド信号(I_k , Q_k)に対して、繰りしパターンである信号、 $\sin(\omega_s/2) \times (kT/2 + T/4) = 1, 1, -1, -1, \dots$ を乗算して信号($F I_k$, $F Q_k$)を、 $\cos(\omega_s/2) \times (kT/2 + T/4) = 1, -1, -1, 1, \dots$ を乗算して信号($G I_k$, $G Q_k$)を得る。但し、 $k=0, 1, 2, 3, \dots$ である。但し ω_s は、シンボルレートの周波数を f_s で表記すると $\omega_s = 2\pi f_s$ で表されるシボル角周波数である。

【0075】データ出力制御手段402は、タイミング位相が引込み過程で検出されない場合、信号($F I_k$, $F Q_k$)と、信号($G I_k$, $G Q_k$)をそのまま出る。また、タイミング位相の同期が検出された場合、信号($F I_k$, $F Q_k$)と信号($G I_k$, $G Q_k$)の内、再生クロックの立ち上がりでサンプリングれたデータだけを出力する。このタイミング位相同期の判定には、後述するタイミング位相同期信号 TL_k を用いる。平均化手段403は、データ出力制御手段402出力信号である($F I_k$, $F Q_k$)と、信号($G I_k$, $G Q_k$)を、移動平均(FIR)フィルタ、あるいはIIR型フィルタを用いて平均化し、その平均値を相関信号 $V_k = (V I_k, V Q_k)$ 、及び $W_k = (W I_k, W Q_k)$ として出力。

【0076】比較選択手段16は、相関信号 V_k のベクトル長と、相関信号 W_k のベクトル長を比較し、ベクトル長の長い方の相関信号を相関信号 U_k として選択する。このように、2つの相関信号 V_k , W_k を求め、そのベクトル長の長い方、相関信号 U_k とする処理は、フレームタイミングが不明な場合に対応した処理であり、その詳細は後述する。

【0077】相関信号 U_k 算出以降の処理は、実施の形態1と同様であり、式(16)によって求まる相関信号 U_k のベクトル角を用いて、キャリア位相推定を行なう。図22に示す、キャリア位相 ϕ の“ 0π ”変調信号を受信した場合を例に、本実施の形態における動作を、図8、図9を用いて説明する。フィードバック型のタイミング再生手段8bにより、タイミング位相差 $\Delta\theta$ は、時間の経過とともに“0”、あるいは“ π ”に収束するため、図8に示す $\Delta\theta$ を有するタイミングチャートは、次第に図9に示すタイミングチャートへと変化していく。また図8では、タイミング位相同期信号 TL_k は非同期状態を示す論理“0”を、図9では、タイミング位相同期信号 TL_k は同期状態を示す論理“1”を示しているとする。図8の例では、乗算手段401において、振幅制限された“ 0π ”変調信号(I_k , Q_k)に、c

$\cos(\omega_s/2) \times (kT/2 + T/4) = 1, -1, 1, 1, \dots$ を乗算して信号 $F_k = (F I_k, F Q_k)$ を、 $\sin(\omega_s/2) \times (kT/2 + T/4) = 1, -1, -1, 1, \dots$ を乗算して信号 $G_k = (G I_k, G Q_k)$ を得る。データ出力制御手段402は、 TL_k が非同期状態を示す論理“0”であるため、信号 F_k 、信号 G_k の全てのデータを平均化手段403に出力する。

【0078】図9の場合も図8の場合と同様に、乗算手段401において、信号 $F_k = (F I_k, F Q_k)$, $G_k = (G I_k, G Q_k)$ を得るが、 $\Delta\theta=0$ でめ、(I_1, Q_1), (I_3, Q_3), (I_5, Q_5), ...は、Tンボル点をサンプリングして得られた一定振幅に増幅された雑音成分となり、ランダムな位相を示す。この場合、信号 F_k 、信号 G_k 共に、 k が奇数の各信号は、ランダムな位相を示すものとなり、図中にこれらの信号を破線で表記する。図9においてデータ出力制御手段402は、タイミング同期検出信号 TL_k が同期状態を示す論理“1”であるため、 k が偶数の信号 F_k , G_k だけを平均化手段403に入力し、破線で示した k が奇数の信号 F_k , G_k は、平均に用いない。

【0079】平均化手段403は、このようなデータ出力制御手段402からの信号を平均化し、相関信号 $V_k = (V I_k, V Q_k)$ 、及び $W_k = (W I_k, W Q_k)$ を出力する。このように、 TL_k が論理“1”である場合は、 k が奇数のデータを平均化に用いないため、平均化手段403は、図10のように構成される。図10

(a)に示す平均化手段403は、一例として移動平均フィルタを用いた場合の構成であり、図中、4031はイネーブル信号生成手段、4032a, 4032bはイネーブル機能付きのシフトレジスタ、4033a, 4033bは加算器である。シフトレジスタ4032a, 4032bの段数は、“ 0π ”変調信号の長さが N_s [シンボル]の場合、 N_s 段とする。イネーブル信号生成手段4031は、 TL_k が論理“1”である場合は、 k が奇数番目の時間に、論理“1”となり、偶数番目の時間に論理“0”となるイネーブル信号 EN_k を出力する。また、 TL_k が論理“0”である場合、 EN_k は常に論理“0”の信号を出力する。シフトレジスタ4032a, 4032bは、 EN_k が論理“1”を示したら、シフト動作を停止(ディスイネーブル)することで、その時の I_k , Q_k 平均化処理に用いない。

【0080】また、IIR型フィルタを用いる場合の平均化手段403の構成は、図10(b)のように示される。図9と同一符号を付した図10において、4034a, 4034bは加算器、4035a, 4035bはDフリップフロップ、4036a, 4036bは乗算器である。図10に示すIIR型フィルタも、イネーブル信号 EN_k によって、動作が制御される。 EN_k が論理“0”の時は、通常動作により、入力信号 I_k , Q_k と、却係数 α (< 1)が乗算されたDフリップフロ

ブの値が加算され、積分動作が行われる。一方、 EN_k が論理“1”を示したら、Dフリップフロップ4035a, 4035bの動作を停止（ディスイネーブル）することで、その時の I_k , Q_k を平均化処理に用いない。

【0081】以上のような動作により、タイミング位相引き込み時は、データ出力制御手段402出力信号である(FI_k , FQ_k)と、信号(GI_k , GQ)を全て使用して平均化を行い、タイミング位相同期時は、 k が偶数のデータ（すなわちナイキスト点データ）のみを使用して平均化を行うことで、高速に高精度でキャリア位相の推定を行っている。各平均値は、相関信号 $V_k = (VI, VQ_k)$ 、及び $W_k = (WI_k, WQ_k)$ として出力される。図8に示すタイミング位相引き込み時の例では、信号(FI_k , FQ_k)の値が一定した値をとるため、相関信号 V_k のベクトル長は“0 π ”変調信号の入力と共に、増加していく。一方、信号(GI_k , GQ_k)の各値は、その符号が1サンプル毎に正と負を交互に繰り返すため、相関信号 W_k のベクトル長は、“0 π ”変調信号が入力されても増加していかない。また図9で示すタイミング位相同期の確立時には、相関信号 V_k , W_k のベクトル長は、同じように増加していく。上述したように比較選択手段16は、相関信号 V_k のベクトル長と相関信号 W_k のベクトル長を比較し、ベクトル長の長い方の相関信号を相関信号 U_k して用いる。

【0082】このように相関信号 V_k , W_k から、相関信号 U_k を求める理由について以下に述べる。フレームタイミングが不明な場合では、タイミング位相引き込み時において $\Delta\theta$ が0~2 π の間でランダムな値を取る。この時、相関信号 V_k が $\Delta\theta$ によって確からしい値を示す場合と、確からしくない値を示す場合がある。またその逆で、相関信号 W_k は $\Delta\theta$ によって、 V_k が確からしい値を示す場合は、確からしくない値を示し、 V_k が確からしくない値を示す場合は、確からしい値を示す。図8の例では、相関信号 V_k の方が、相関信号 W_k より確からしい場合であり、この場合、相関信号 V_k のベクトル長が、相関信号 W_k のベクトル長より大きな値を示す。相関信号 V_k のベクトル長が、相関信号 W_k のベクトル長より大きな値を示す範囲は、 $0 < \Delta\theta < \pi/2$, $3\pi/2 < \Delta\theta < 2\pi$ である。

【0083】また、相関信号 W_k のベクトル長が、相関信号 V_k のベクトル長より大きな値を示す範囲は、 $\pi/2 < \Delta\theta < 3\pi/2$ であり、その一例を、図11に示す。この場合、信号(FI_k , FQ_k)の各値は、その符号が1サンプルに正と負を交互に繰り返すため、相関信号 V_k のベクトル長は、“0 π ”変調信号が入力されても増加していかない。一方、信号(GI_k , GQ_k)値は一定した値をとるため、相関信号 W_k のベクトル長は、“0 π ”変調信号の入力と共に増加していく。

【0084】このように、相関信号 V_k , W_k のどちら

か一方のみを用いてキャリア位相推定を行なうと、 $\Delta\theta$ の値によっては、確からしくない値が得られるため、タイミング位相引き込み時におけるキャリア位相推定精度の劣化が生じるが、上記のように、2つの相関信号 V_k , W_k のベクトル長の大きい方を相関信号 U_k して選択することで、フレームタイミングが不明で、かつタイミング位相が引き込み過程の場合でも、キャリア位相推定を精度よく行なうことができる。

【0085】以上の一連の処理により、本実施の形態におけるキャリア位相推定は、2つの相関信号 V_k , W_k を用いるため、フレームタイミングが不明な場合においても $\Delta\theta$ の値に影響されずにキャリア位相を求めることができる。またタイミング位相引き込み時は、全てのデータを平均化に用いてキャリア位相推定を行い、タイミング位相同期時は、振幅制限された $T/2$ シンボル点のデータを省いた平均化によってキャリア位相推定を行なうことにより、振幅制限された“0 π ”変調信号に対するキャリア位相を、短時間で精度よく推定することができる。

【0086】またタイミング位相同期検出手段15は、タイミング位相の同期/非同期を判定して、タイミング同期信号 TL_k を出力する。タイミング位相の同期/非同期の判定は、例えばタイミング再生手段8b内の、位相検出部出力 DT_k を平均化して求めることができる。一般に、フィードバック型の位相検出特性は、図12に示すようにSカーブを描く。但し、 $\text{mod}(\Delta\theta, \pi)$ は、タイミング位相差 $\Delta\theta$ [ラジアン]を、 π で除算した場合の余剰を意味する。 $\Delta\theta$ は、“0 π ”変調信号の2シンボル周期の位相に対するタイミング位相差であるため、ナイキスト点が{0, π }、 $T/2$ シンボル点が{ $\pi/2$, $3\pi/2$ }となる。よって、図12の $\text{mod}(\Delta\theta, \pi) = 0$ がナイキスト点、 $\text{mod}(\Delta\theta, \pi) = \pi/2$ が、 $T/2$ シンボル点となる。

【0087】タイミング位相が引込まれると、 $\text{mod}(\Delta\theta, \pi) = 0$ となり、絶対値変換された DT_k の値は、平均すると“0”になる。よって、タイミング位相同期検出手段15は、例えば図13に示される構成により、容易に実現することができる。図13において、151は絶対値変換手段、152は移動平均手段、153は比較手段である。図13に示すタイミング位相同期検出手段15は、タイミング位相同期の検出を、絶対値変換手段151において DT_k を絶対値変換し、比較手段153で移動平均手段152から出力されるその平均値が“0”であるか、否かを、しきい値 TE を用いて判定する。

【0088】このように実施の形態3では、タイミング位相引き込み時は、再生クロックの立ち上がりでサンプリングされたデータと、立ち下がりでサンプリングされたデータを全て用いてキャリア位相推定を行ない、タイミング位相同期時は、キャリア位相推定にナイキスト点近

傍をサンプリングした立ち上がりデータのみを用いることで、 $T/2$ シンボル点近傍のデータ（即ち、一定振幅に増幅された雑音成分）使用による、キャリア位相推定精度の劣化を防止することができる。よって、タイミング位相差 $\Delta\theta$ を徐々に“0”に収束されるような、フィードバック位相制御を行うPLL型タイミング再生手段8bを、キャリア位相推定手段5dと併用することができる。

【0089】またフレームタイミングが不明な場合、バースト信号の先頭で、タイミング位相差がランダムに発生するが、関連信号 V_k 、 W_k を用いたキャリア位相推定により、タイミング位相差に関係なく、キャリア位相推定をおこなうことができる。更に、本実施の形態3の発明における復調器も、“ 0π ”変調信号が振幅制限されていても、良好なキャリア位相推定が行なえるため、他の実施の形態と同様に復調器にリミタ増幅器があつて自動利得制御回路が不要となり、復調器の小型化が実現できる。また本復調器は、シンボルレートの2倍の周波数で動作し、低消費電力化とLSI化が容易となることも同様である。また、QPSK変調方式を用いたシステムで説明したが、BPSK変調方式を用いたシステムにも適用できること等も他の実施の形態と同様である。

【0090】フィードバック型のタイミング再生方式を組み合わせた本実施の形態における他の復調器を以下に説明する。復調器もフレームタイミングが不明な状態から連続動作し、バースト信号が入力されたら、振幅制限された“ 0π ”変調信号を用いたキャリア位相推定と、そのキャリア位相を用いたデータの復調を行なう。図14は、そのキャリア位相推定手段を含む復調器の構成を示す図である。図中、5dはキャリア位相推定手段、15aはタイミング位相同期検出手段、4dは関連値算出手段である。その他の要素は図6に対応する記号で示した要素と同じものである。

【0091】本実施の形態における他のキャリア位相推定手段は、再生クロックの立ち上がりと、ナイキスト点とのタイミング位相検出信号を絶対値変換してから平均化し、その平均値が大きいほど、第一の重み付け値から、第二の重み付け値を減算した値が小さくなり、その平均値が小さいほど、第一の重み付け値から、第二の重み付け値を減算した値が大きくなるような、2つの重み付け値（第一の重み付け値、第二の重み付け値）を出力するタイミング位相同期検出手段と、振幅制限された

“ 0π ”変調信号に対して、シンボル周期の $1/2$ の間隔で1, 1, -1, -1の繰り返しパターンを乗算し、その乗算結果を第一の乗算複素データとし、また振幅制限された“ 0π ”変調信号に対して、シンボル周期の $1/2$ の間隔で1, -1, -1, 1の繰り返しパターンを乗算し、その乗算結果を第二の乗算複素データとし、第一の乗算複素データの内、立ち上がりでサンプリングされた第一の乗算複素データに対して第一の重み付け値を

乗算し、立ち下がりでサンプリングされた第一の乗算複素データに対して第二の重み付け値を乗算し、これらの重み付けされた第一の乗算複素データを平均化したものを第一の関連信号として出力し、また第二の乗算複素データの内、立ち上がりでサンプリングされた第二の乗算複素データに対して、第一の重み付け値を乗算し、立ち下がりでサンプリングされた第二の乗算複素データに対して、第二の重み付け値を乗算し、これらの重み付けされた第二の乗算複素データを平均化したものを第二の関連信号として出力する関連値算出手段と、第一の関連信号のベクトル長と第二の関連信号のベクトル長を比較し、ベクトル長が長い方の関連信号を合成関連信号として出力する比較選択手段とで構成される。

【0092】次に、上述構成の復調器の動作について説明する。本構成の装置は図6の構成のものと同様、図14に示されるように、タイミング位相制御をフィードバックで実現するようなタイミング再生手段8bを用いる。また図6の構成と同様の処理により、ベースバンド複素信号（ I_k 、 Q_k ）は、関連値算出手段4dに入力される。図6の構成と異なる点は、タイミング位相同期検出手段15aと、関連値算出手段4dである。

【0093】タイミング位相同期検出手段15aは、タイミング再生手段8bから出力される DT_k を用いて、重み付け信号 WG_k を出力する。図15は、タイミング位相差算出手段15aの構成を示す図であり、154は変換手段である。図中、その他の要素は図11の同番号のそれと同じものである。上述したように、タイミング再生手段8bからの信号 DT_k を絶対値変換し、平均化した信号 ADT_k は、タイミング位相同期時において、“0”となる。一方、タイミング位相差が大きくなると、 ADT_k は大きな値をとる。また信号 F_k 、 G_k は、タイミング位相引き込み時では、いずれも $T/2$ シンボ点のデータを含まないため、キャリア位相を算出するのに有効である。逆に、タイミング位相同期時では、 k =奇数番目のデータが $T/2$ シンボル点のデータとなるため、ナイキスト点データである k =偶数番目のデータのみが、キャリア位相を算出するのに有効である。

【0094】以上のことから、信号 ADT_k が大きな値を取る場合は、信号 F_k 、 G_k の奇数番目のデータ、偶数番目のデータ共に大きな重み付けをかけ、信号 ADT_k が小さな値を取る場合は、奇数番目のデータには小さな重み付けを、偶数番目のデータには大きな重み付けをかける。これらは、信号 ADT_k に対して線形的な重み付けでもよいし、非線形的な重み付けでもよい。これらの処理を実現するため、変換手段154は、信号 ADT_k から、信号 F_k 、 G_k の奇数番目のデータに対する重み付け値 WGO_k と、信号 F_k 、 G_k の偶数番目のデータに対する重み付け値 WGE_k を出力する。変換手段54は、ROMで構成することができる。変換の一例を、図

16に示す。この例では、信号 ADT_k が4ビット(0~15)で表され、 WGO_k 、 WGE_k は、5ビットで出力される。

【0095】次に、相関値算出手段4dの動作を説明する。図17は、相関値算出手段4dの構成を示した図であり、図において403aは平均化手段、404は重み付け手段である。その他の要素は図7における同番号のそれと同じものである。相関値算出手段4dにおける乗算手段401は、図6の構成と同様、ベースバンド信号 I_k 、 Q_k から信号 F_k 、 G_k を生成する。次に、重み付け手段404は、 k が奇数番目の信号 F_k 、 G_k に対して WO_k を乗算し、その乗算結果を信号 $FW_k = (FIW_k, FQW_k)$ と出力する。また、 k が偶数番目の信号 F_k 、 G_k に対して WGE_k を乗算、その乗算結果を信号 $GW_k = (GIW_k, GQW_k)$ として出力する。平均化手段403aは、これらの信号 FW_k 、 GW_k を移動平均フィルタ、あるいはIIR型フィルタを用いて平均化し、平均化信号 $V_k = (VI_k, VQ_k)$ 、 $W_k = (WI_k, WQ_k)$ を出力する。

【0096】以降の処理は、実施の形態3の図6の装置と同様であり、比較選択手段16は、信号 V_k 、 W_k から相関信号 U_k を出力し、相関信号 U_k のベクトル算出することで、振幅制限された“0 π ”変調信号を用いたキャリア位相推定を行なう。

【0097】このように図14の構成による装置は、信号 F_k 、 G_k に対するきめ細か重み付けを行なったものを平均化に用いるため、 $T/2$ シンボル点近傍のデータ(即ち、一定振幅に増幅された雑音成分)使用による、キャリア位相推定精度の劣化を防止することができ、図6の装置のように平均化に信号 F_k 、 G_k をて用いるか、 k が偶数番目のデータだけを用いるかを選択する方式と比較して、更に特性の向上が期待できる。また図16の構成の装置も、フレームタイミングが不明な場合、バースト信号の先頭でタイミング位相差がランダムに発生するが、相関信号 V_k 、 W_k をいたキャリア位相推定により、タイミング位相差に関係なく、キャリア位相推定をおこなうことができる。その他の実施の形態3の装置が持つ特徴も、またそのまま持つことになる。

【0098】実施の形態4. 実施の形態1の装置を更に簡略化した構成を説明する。この発明の実施の形態4における復調器も、フレームタイミングが不明な状態から連続動作して、QPSK変調されたバースト信号のキャリア位相を推定し、同期検波を用いてデータを復調する。キャリア位相推定は、振幅制限された“0 π ”変調信号を用いて行なう。

【0099】この実施の形態における位相推定手段は、振幅制限された“0 π ”変調信号とシンボルレートの1/2の周波数のサイン成分との相関演算を行ない、その結果を直交相関信号として出力し、また振幅制限された“0 π ”変調信号と、シンボルレートの1/2の周波数

のコサイン成分との相関演算を行ない、その結果を同相相関信号として出力する相関値算出手段4aと、直交相関信号のベクトル長と、同相相関信号のベクトル長とを比較し、直交相関信号のベクトル長が同相相関信号のベクトル長より大きければ直交相関信号を合成相関信号として出力し、同相相関信号のベクトル長が直交相関信号のベクトル長より大きければ同相相関信号を合成相関信号として出力し、また合成相関信号が示すベクトル角をキャリア位相推定値として出力するベクトル長比較選択手段18とで構成される。図18は、本実施の形態におけるキャリア位相推定手段を含む復調器の構成を示す図である。図中、18はベクトル長比較選択手段である。その他の要素は図1中の同番号のそれと同等のものである。

【0100】次に、本実施の形態における復調器の動作について説明する。本実施の形態において、キャリア位相推定手段5e以外の動作は、実施の形態1と同じである。本実施の形態においては、実施の形態1より簡単な回路構成でも、振幅制御された“0 π ”変調信号を用いて、高速で高精度なキャリア位相推定を行うことができる。

【0101】本実施の形態における相関値算出手段4aは、実施の形態1と同様な処理により、相関信号 C_k と、相関信号 S_k を得る。ここで、タイミング位相差 $\Delta\theta$ によって相関信号 C_k と相関信号 S_k のベクトル長は相反する関係となり、再生クロックの立ち上がり点がナイキスト点近くをサンプリングする場合(即ち、 $-\pi/2 < (2 \times \text{mod}(\Delta\theta, \pi)) < \pi/2$ の場合)、相関信号 C_k のベクトル長の方が相関信号 S_k のベクトル長より長くなる。従って、相関信号 C_k の示すベクトル角の方が相関信号 S_k のベクトル角よりキャリア位相推定角に近い値を示す。またこの逆に、再生クロックの立ち下がり点がナイキスト点近くをサンプリングする場合(即ち、 $\pi/2 < (2 \times \text{mod}(\Delta\theta, \pi))$ 、あるいは $-\pi/2 > (2 \times \text{mod}(\Delta\theta, \pi))$ 、相関信号 S_k のベクトル長の方が、相関信号 C_k のベクトル長より長くなる。従って、相関信号 S_k の示すベクトル角の方が、相関信号 C_k のベクトル角よりキャリア位相推定角に近い値を示す。

【0102】そこでベクトル長比較選択手段18は、相関信号 C_k のベクトル長と相関信号 S_k のベクトル長を比較し、相関信号 C_k のベクトル長の方が相関信号 S_k のベクトル長より長い場合は、相関信号 C_k を合成相関信号 U_k として出し、逆に相関信号 S_k のベクトル長の方が相関信号 C_k のベクトル長より長い場合は、相関信号 S_k を合成相関信号 U_k として出力する。また、実施の形態1と同様、合成相関信号 U_k のベクトル角を算出し、算出結果を、キャリア位相推定角 ϕ' として出力する。更に信号“SW”は、合成相関信号 U_k のベクトル長がしきい値 ϵ_u を超えたら、論理“1”を、それ以外の場合

は論理“0”を出力する。

【0103】以降の処理は、実施の形態1と同様である。また、タイミング再生手段8aは、実施の形態1で示すような、フィードフォワード型である必要はなく、実施の形態3で示したようなフィードバック型でもよい。

【0104】以上のように、実施の形態4における復調器は、実施の形態1と同様に、タイミング位相差に関係なく、振幅制限された“0 π ”変調信号を用いても高精度なキャリア位相推定と、バースト信号のデータ部におけるキャリア位相の低ジッタが得られる。また、振幅制限された“0 π ”変調信号を用いた高精度なキャリア位相推定が実現できるため、リミタ増幅器を用いることによる復調器の小型化、低消費電力化と、良好なビット誤り率特性の両立が実現できること等は他の実施の形態と同様である。

【0105】

【発明の効果】上述のようにこの発明によれば、キャリア位相推定手段は、直交相関信号と同相相関信号がそれぞれ確からしいものであるかそうでないかを検出し、確からしい相関信号のみを用いてキャリア位相を求める構成としたので、“0 π ”変調信号が振幅制限されていても良好なキャリア位相推定が行える効果がある。更に自動利得制御回路が不要となり回路が小型化できる効果もある。

【0106】また更に、他のキャリア位相推定手段は、確からしさに応じたきめ細かい重み付けを直交相関信号と同相相関信号に対して行なってから両者を合成してキャリア位相を求める構成としたので、振幅制御された“0 π ”変調信号に対しても良好なキャリア位相推定が行える効果がある。

【0107】更にこの発明によれば、基本構成に加えて、キャリア位相推定手段がベクトル長が所定のしきい値以上であるかで位相推定を完了するようにしたので、キャリア再生を早期に切り替えて有効利用できる効果がある。

【0108】また更にこの発明によれば、基本構成に加えてユニークワード検出手段も備えたので、更に厳密に絶対同期検波によるデータの復調ができる効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】 この発明の実施の形態1におけるバースト信号復調器の構成図である。

【図2】 実施の形態1における $\Delta\theta=0$ の場合の各相関信号の例を示す図である。

【図3】 実施の形態1における図27の信号受信時における各相関信号の例を示す図である。

【図4】 実施の形態1における検波動作の例を示すタイミングチャート図である。

【図5】 この発明の実施の形態2におけるバースト信号復調器の構成図である。

【図6】 この発明の実施の形態3におけるバースト信号復調器の構成図である。

【図7】 実施の形態3における相関値算出手段の構成図である。

【図8】 実施の形態3におけるタイミング位相引き込み時のキャリア位相推定動作の例を示すタイミングチャート図である。

【図9】 実施の形態3におけるタイミング位相同期時のキャリア位相推定動作の例を示すタイミングチャート図である。

【図10】 実施の形態3における平均化手段に、移動平均フィルタを用いた場合とIIRフィルタを用いた場合の構成図である。

【図11】 実施の形態3におけるタイミング位相引き込み時のキャリア位相推定動作の例を示すタイミングチャート図である。

【図12】 実施の形態3におけるタイミング再生手段の位相検出特性の例を示す図である。

【図13】 実施の形態3におけるタイミング位相同期検出手段の構成図である。

【図14】 この発明の実施の形態3における他のバースト信号復調器の構成図である。

【図15】 図14の復調器におけるタイミング位相検出手段の構成図である。

【図16】 図14の復調器における変換手段が行う変換例を示す図である。

【図17】 図14の復調器における相関値算出手段の構成図である。

【図18】 この発明の実施の形態4におけるバースト信号復調器の構成図である。

【図19】 タイミング再生手段8aの詳細構成図である。

【図20】 位相情報を用いる場合の復調器前段の詳細構成図である。

【図21】 タイミング再生手段8bの詳細構成図である。

【図22】 従来のバースト信号復調器の構成図である。

【図23】 位相平面上における“0 π ”変調信号の一例を示す図である。

【図24】 “0 π ”変調信号の波形の一例と従来の相関値算出回路の出力信号の例を示す図である。

【図25】 従来のキャリア位相推定手段の動作の例を示す図である。

【図26】 従来のキャリア再生手段の構成を示す図である。

【図27】 従来の切り替え信号とバースト信号を示すタイミングチャート図である。

【図28】 従来のバースト信号復調器にリミタ増幅器を用いた場合の構成図である。

【図 29】 振幅制御された“0 π ”変調信号波形の例を示した図である。

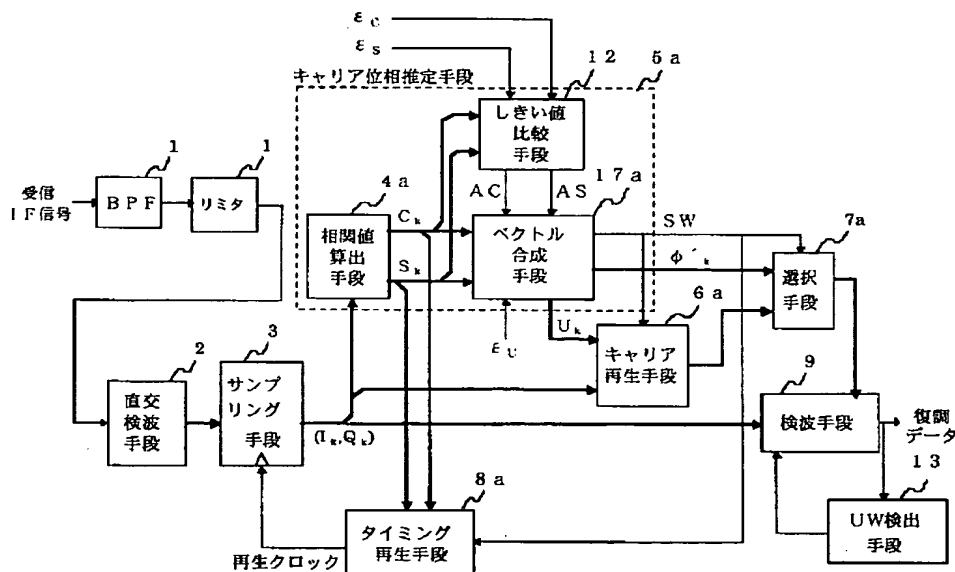
【図 30】 振幅制限を施さない場合の相関信号 S 、 C の一例と振幅制限を施した場合の相関信号 S 、 C の一例を示した図である。

【符号の説明】

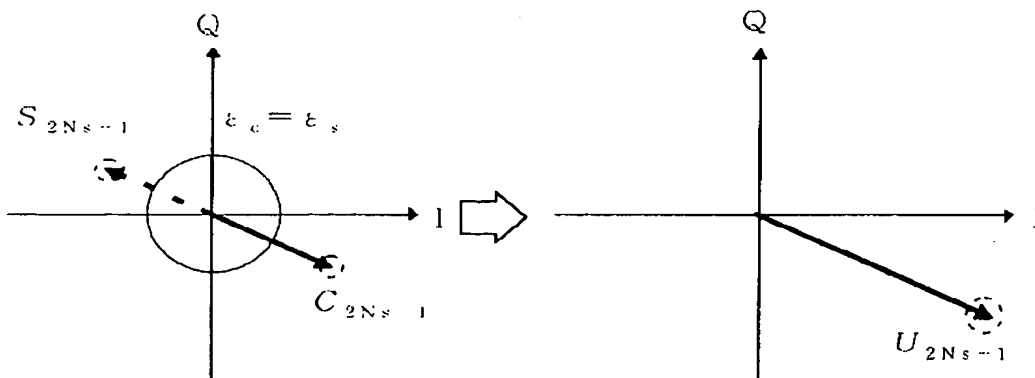
1 バンドパスフィルタ、2 直交検波手段、3 サンプリング手段、4、4a、4b、4c、4d 相関値算出手段、5、5a、5b、5c、5d、5e キャリア位相推定手段、6、6a キャリア再生手段、7 選択手段、8、8a、8b タイミング再生手段、9 検波手段、10 自動利得制御手段、11 リミタ増幅器、12 しきい値比較手段、13 ユニークワード検出手段、14 重み付け値算出手段、15、15a タイミング位相同期検出手段、16 比較選択手段、17、17a、17b ベクトル合成手段、18 ベクトル長比較選択

手段、24 位相検出手段、25 極座標変換手段、81 “0”データ変換手段、82 絶対値変換手段、83 最大値検出手段、84 タイミング位相算出手段、85 再生クロック位相手段、86 位相検出手段、87 平均化手段、88 位相制御手段、151 絶対値変換手段、152 移動平均手段、153 比較手段、154 変換手段、401 乗算手段、402 データ出力制御手段、403、403a 平均化手段、404 重み付け手段、601、601a 4 通倍手段、602 同相成分平均化手段、603 直交成分平均化手段、604 極座標変換手段、605 位相除算手段、4031 イネーブル信号生成手段、4032a、4032b シフトレジスタ、4033a、4033b 加算器、4034a、4034b 加算器、4035a、4035b Dフリップフロップ、4036a、4036b 乗算器。

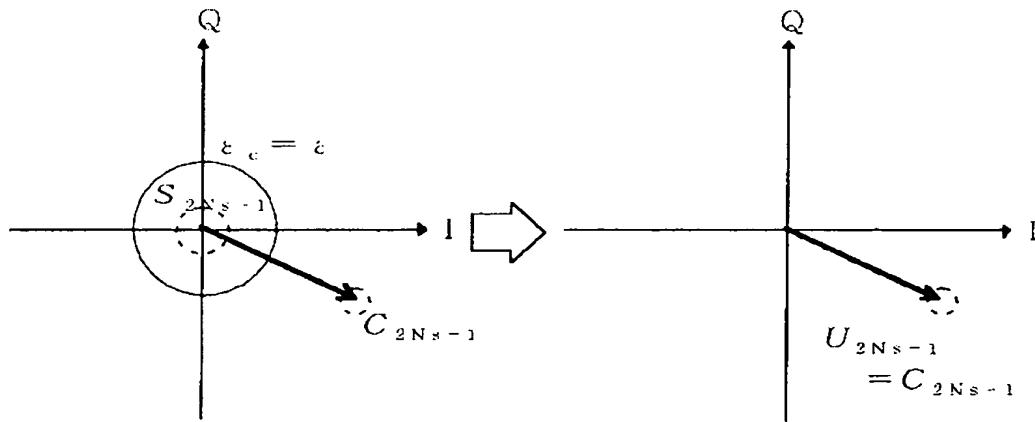
【図 1】



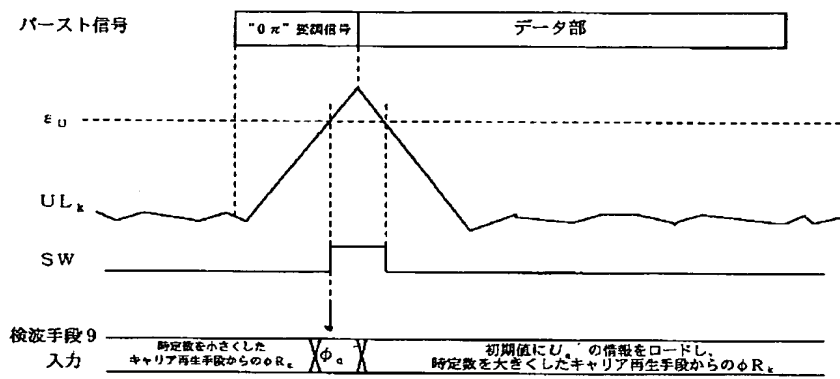
【図 3】



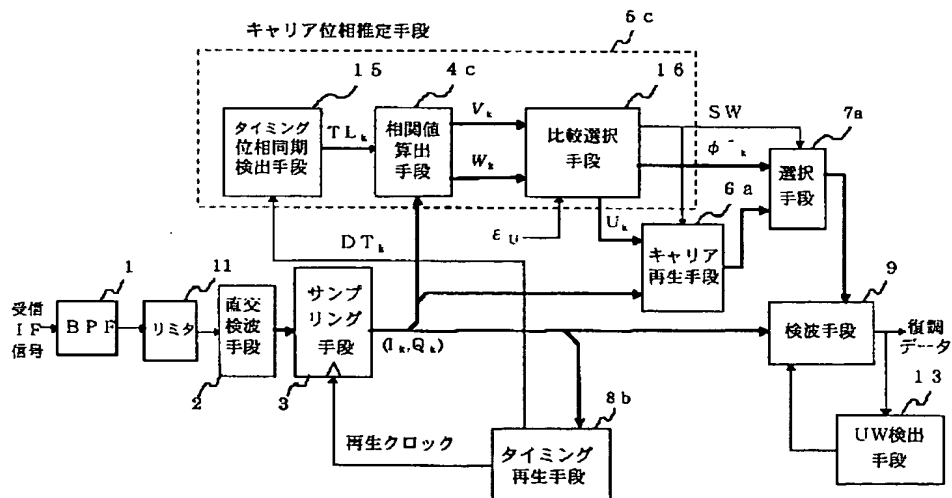
【図 2】



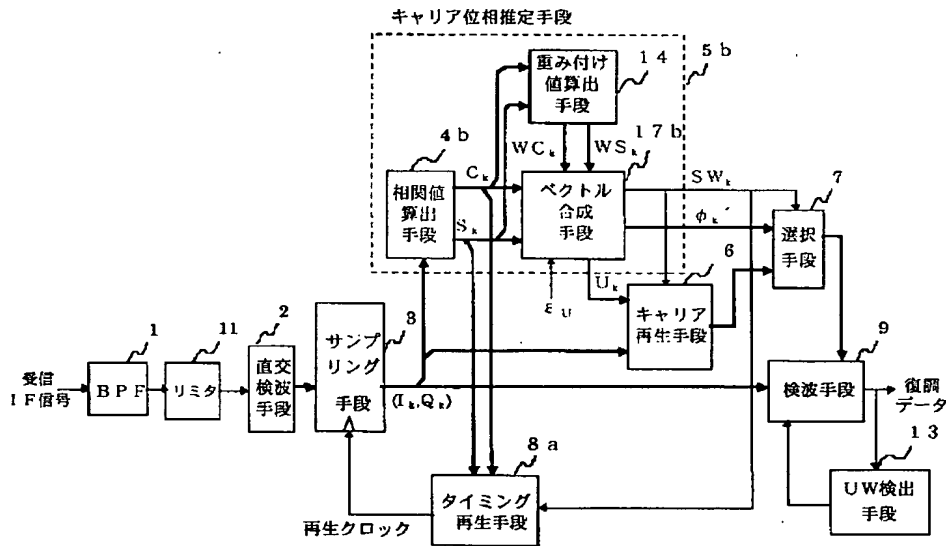
【図 4】



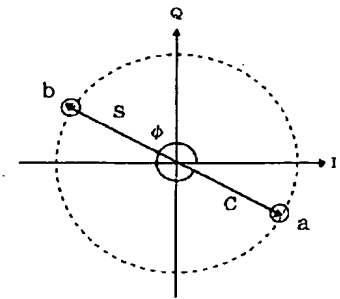
【図 6】



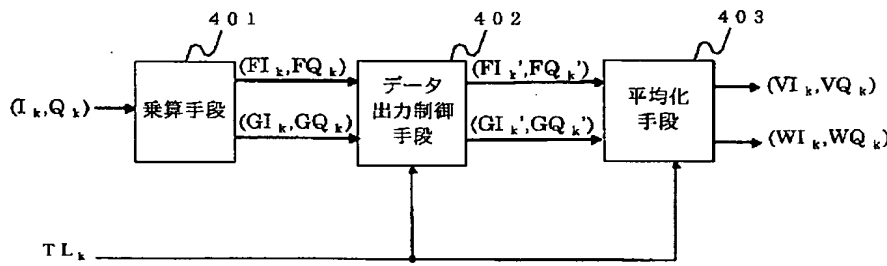
【図5】



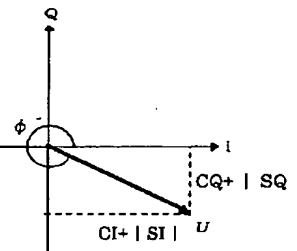
【図23】



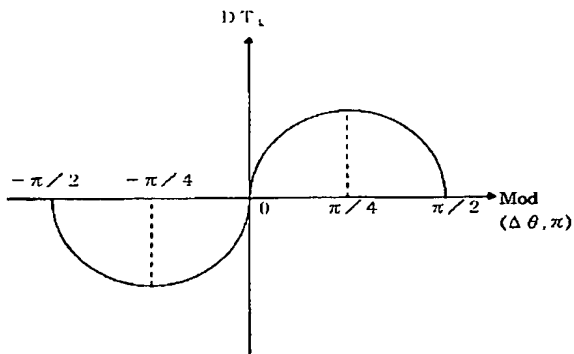
【図7】



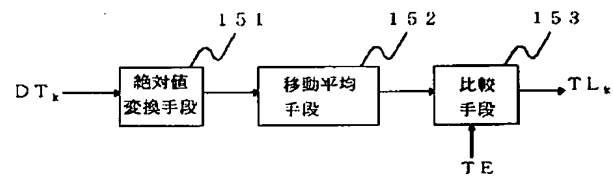
【図25】



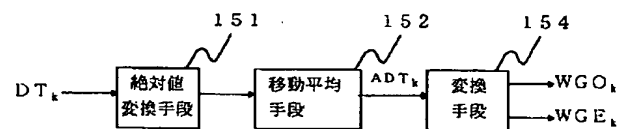
【図12】



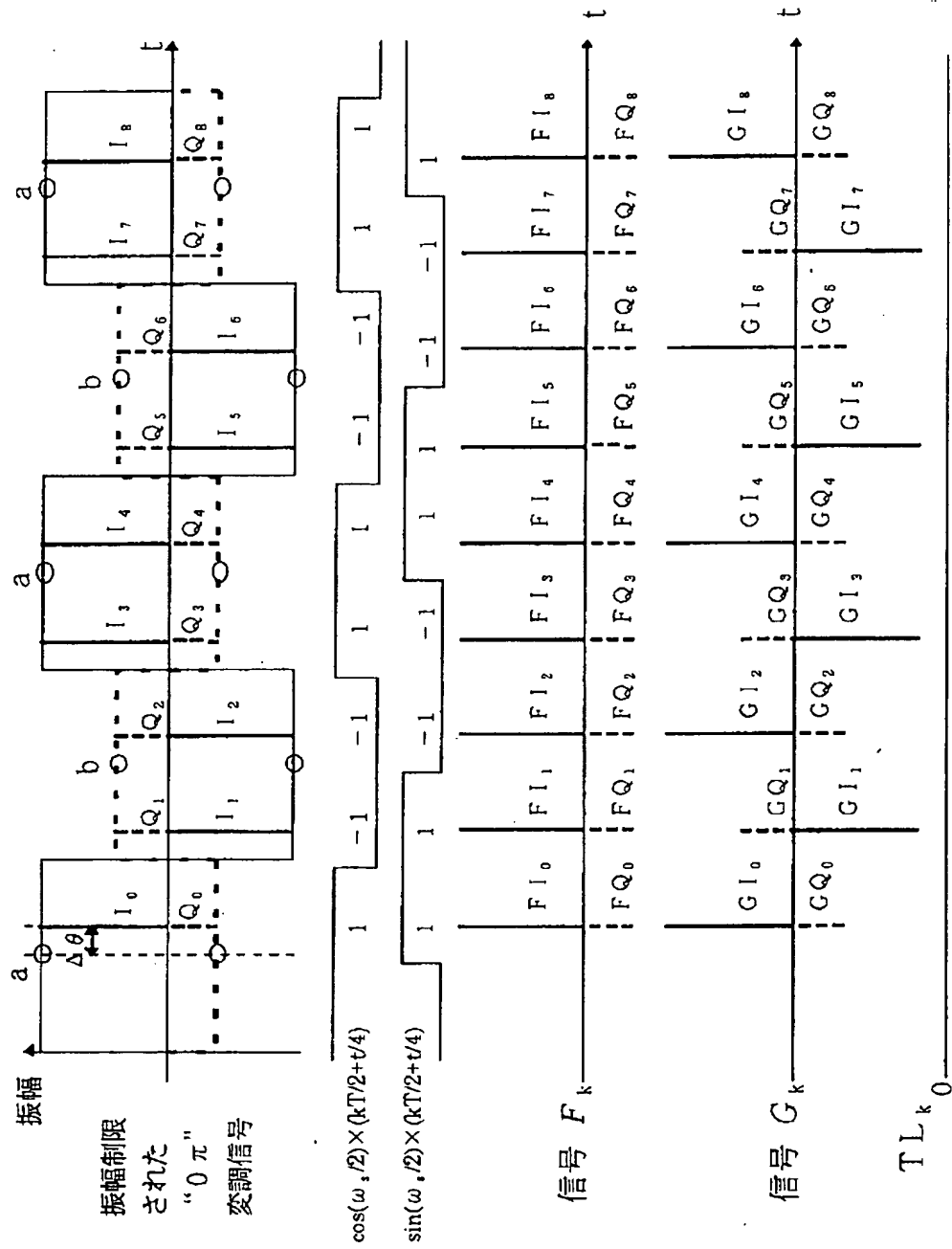
【図13】



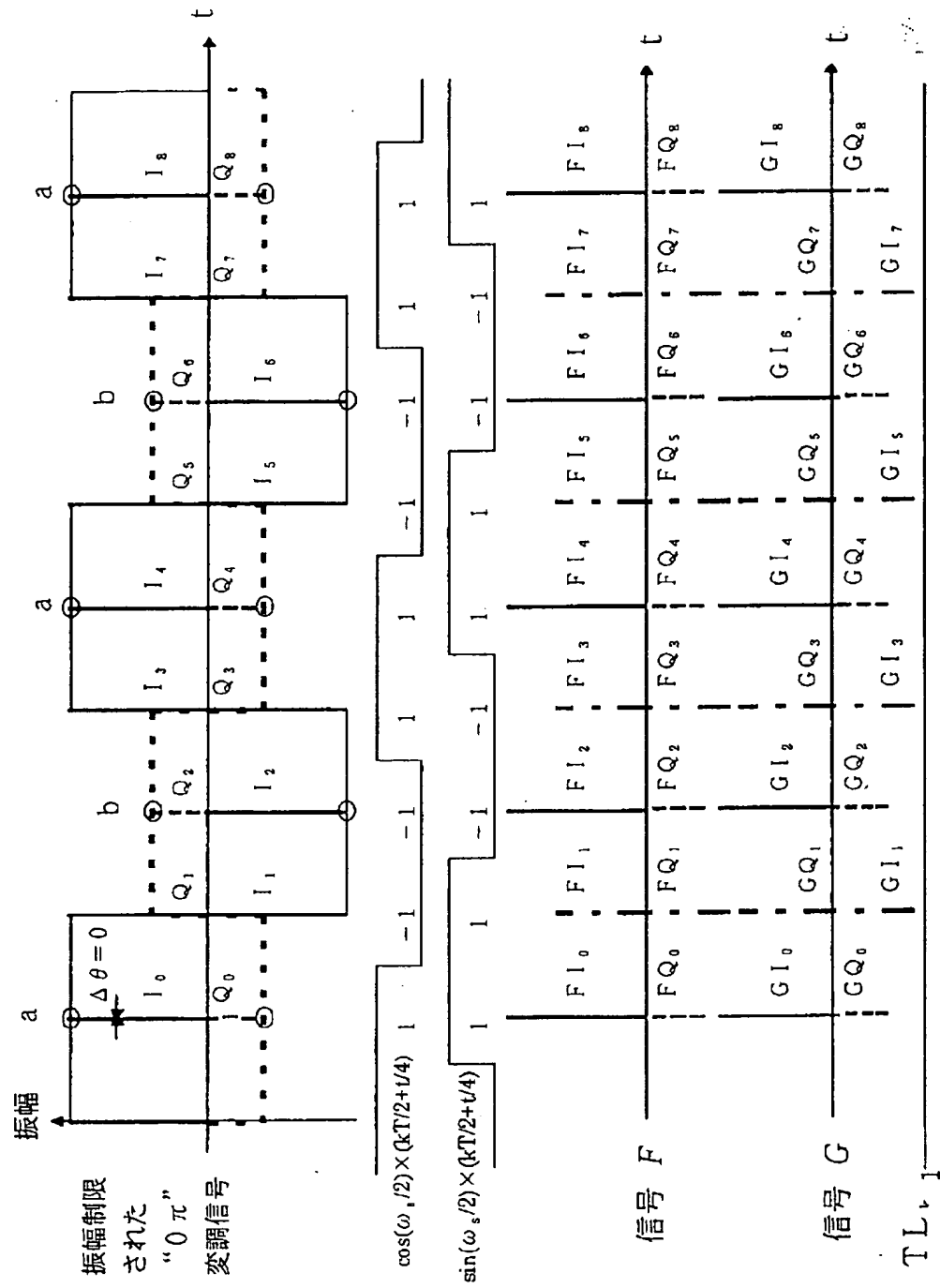
【図15】



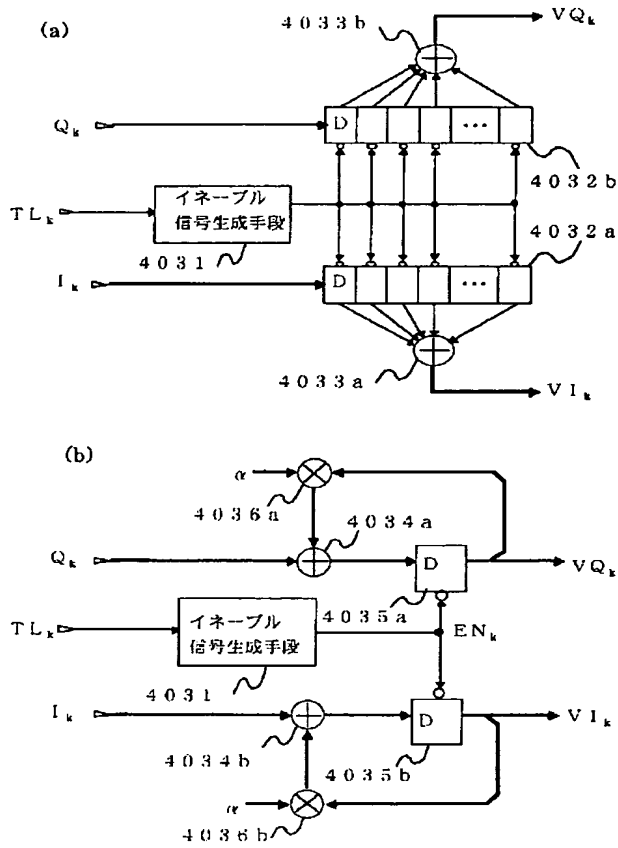
..



【図9】



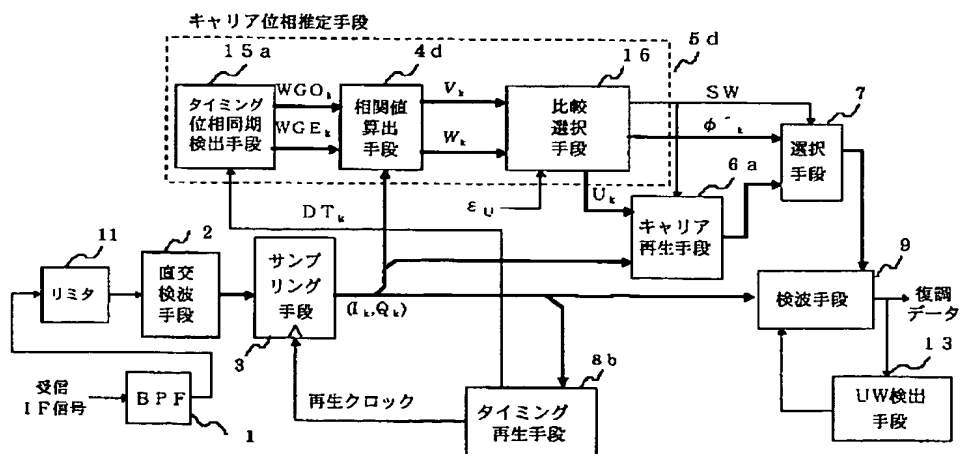
【図 10】



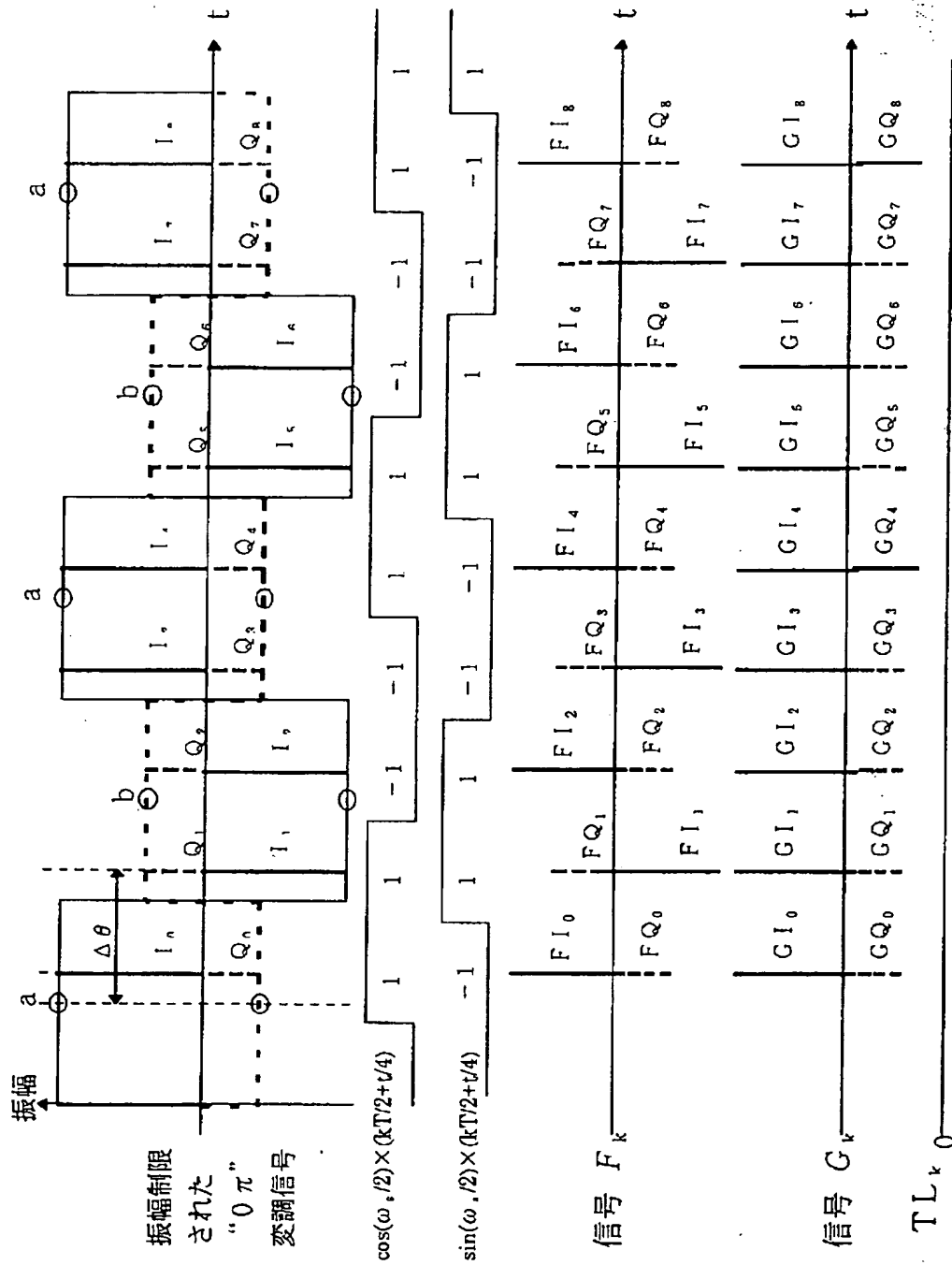
【図 16】

ADT_k	WGO_k	WGE_k
0	0	30
1	0	30
2	0	30
3	0	30
4	1	29
5	3	27
6	6	24
7	10	20
8	13	17
9	14	16
10	14	16
11	15	15
12	15	15
13	15	15
14	15	15
15	15	15

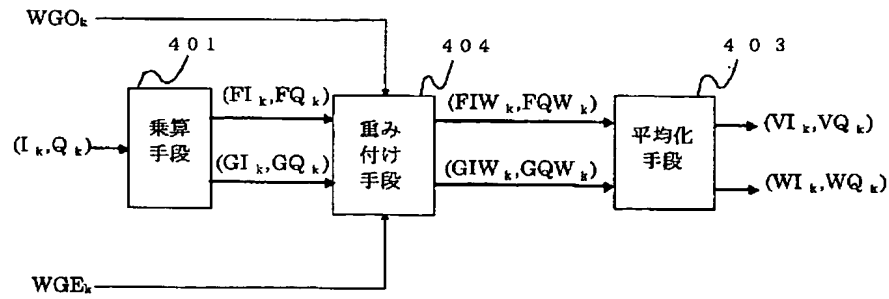
【図 14】



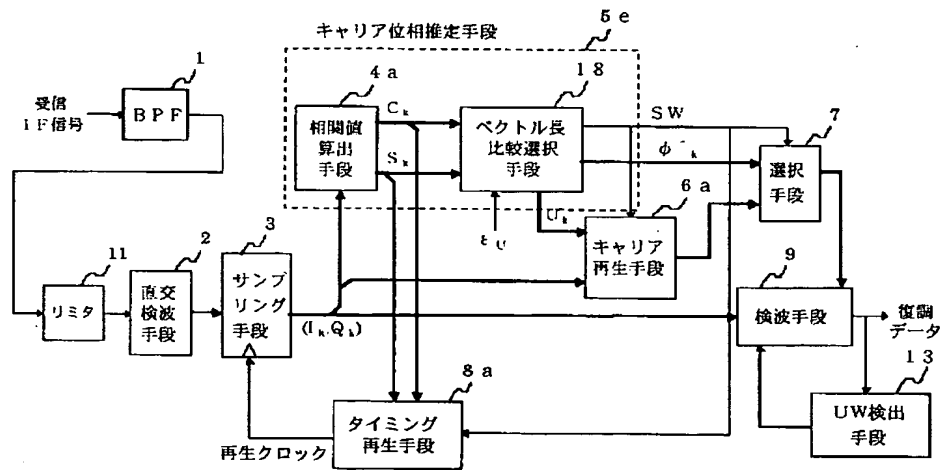
【図11】



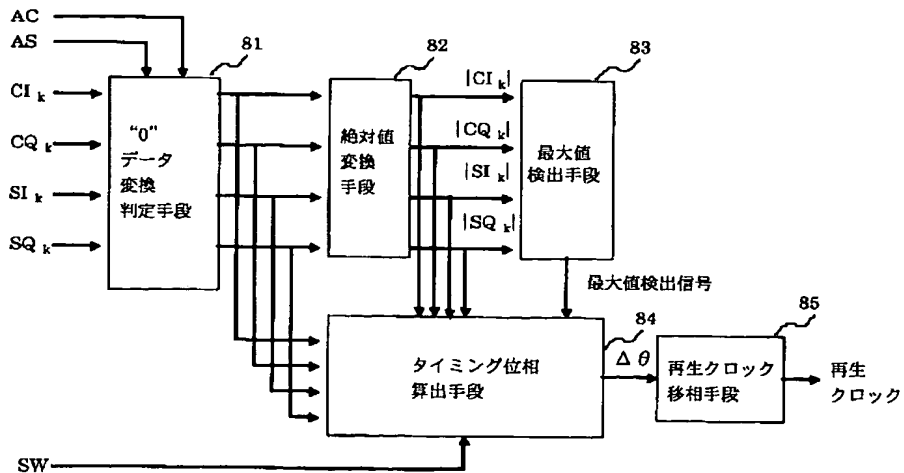
【図 17】



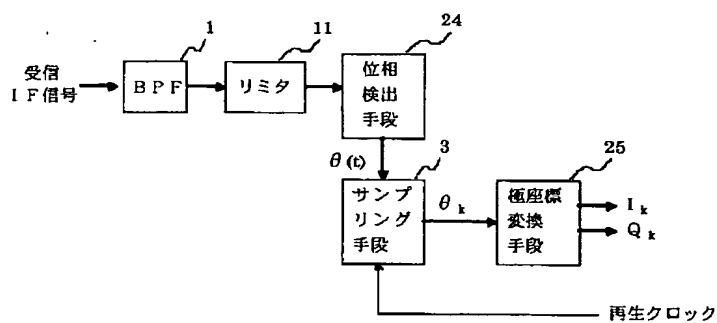
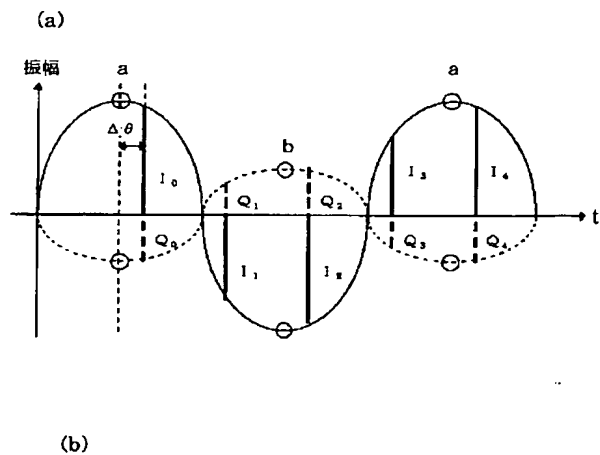
【図 18】



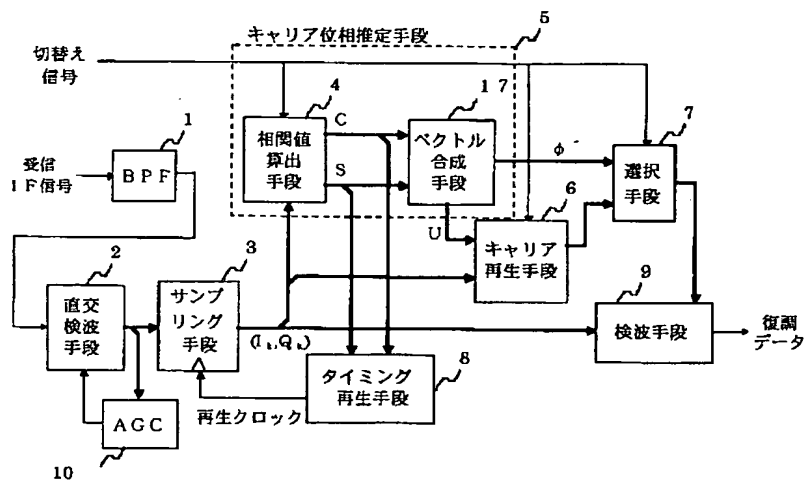
【図 19】



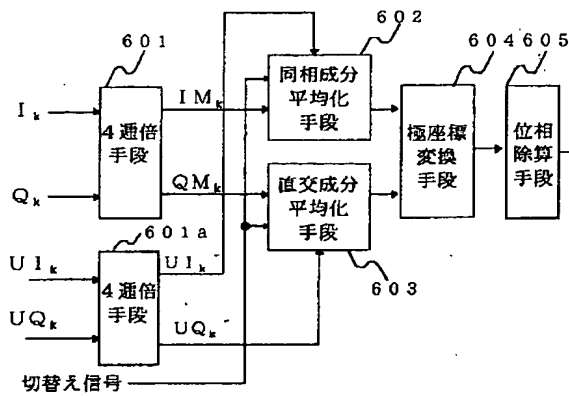
【图 2 4】



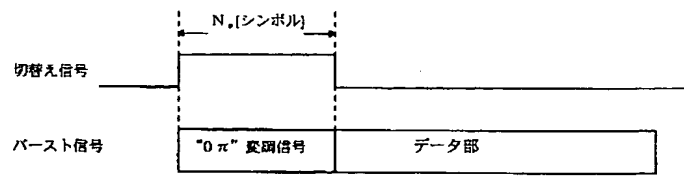
【图 22】



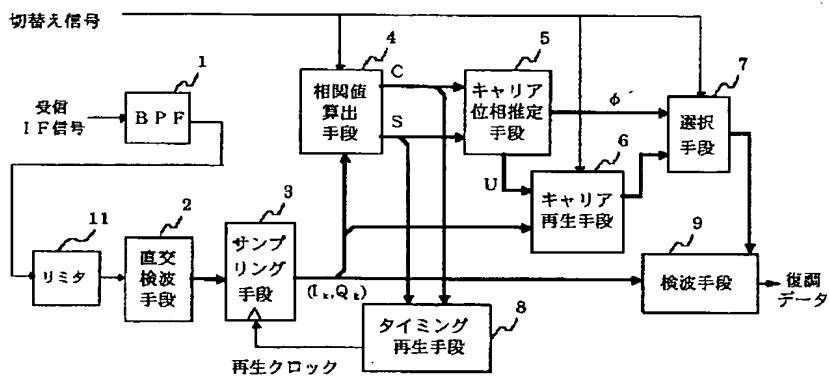
【図26】



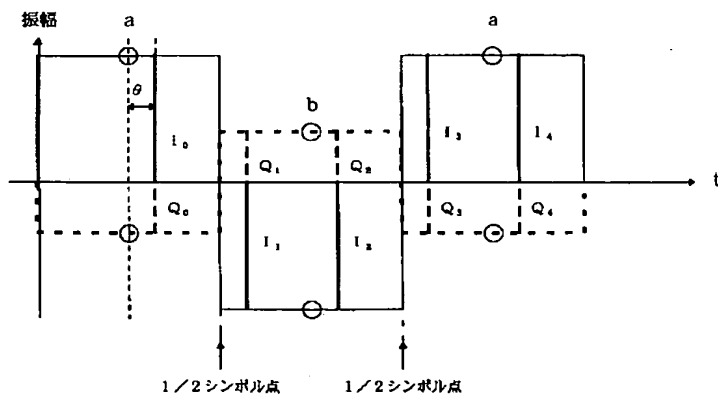
【図27】



【図28】

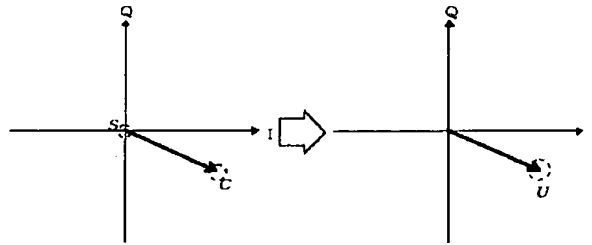


【図29】



【図 30】

(a)



(b)

